

**PAULO MÁRIO DOS SANTOS DIAS DE MORAES**

**CONTROLE ELETRÔNICO DA CORRENTE DA  
BOBINA DE CONTACTORES  
ELETROMAGNÉTICOS**

**FLORIANÓPOLIS  
2004**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO  
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**CONTROLE ELETRÔNICO DA CORRENTE DA  
BOBINA DE CONTACTORES  
ELETROMAGNÉTICOS**

Dissertação submetida à  
Universidade Federal de Santa Catarina  
como parte dos requisitos para a  
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

**PAULO MÁRIO DOS SANTOS DIAS DE MORAES**

Florianópolis, Agosto de 2004.

# **CONTROLE ELETRÔNICO DA CORRENTE DA BOBINA DE CONTACTORES ELETROMAGNÉTICOS**

Paulo Mário dos Santos Dias de Moraes

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

---

Arnaldo José Perin, Dr. Ing.  
Orientador

---

Denizar Cruz Martins, Dr.  
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

---

Arnaldo José Perin, Dr. Ing.  
Presidente

---

Cláudio Manoel da Cunha Duarte, Dr.

---

Nelson Sadowski, Dr.

A meus pais

*“Ella está en el horizonte — dice Fernando Birri —.  
Me acerco dos pasos, ella se aleja dos pasos.  
Camino diez pasos y el horizonte se corre diez pasos más allá.  
Por mucho que yo camine, nunca la alcanzaré.  
¿Para que sirve la utopía? Para eso sirve: para caminar.”*

(Eduardo Galeano: *Ventana sobre la utopía*)

## AGRADECIMENTOS

A meus pais, Aloysio e Lólia, por terem me dado plenas condições de estudar e desenvolver minhas aptidões. Graças ao seu incentivo, sua dedicação, sua preocupação, é que me formei Técnico em Eletrônica, Engenheiro Eletricista e agora Mestre em Engenharia Elétrica. A eles devo minha vida, minha saúde, meus conhecimentos e meu caráter. Que eu possa retribuir, ao longo da minha carreira, tudo o que me foi concedido.

Ao Professor Arnaldo Perin, que foi meu orientador não só nesta Dissertação mas ao longo de praticamente toda a minha vida acadêmica. Muito do meu modo de pensar, de escrever, de propor soluções, é devido às suas cobranças, correções, sugestões e críticas. Deu-me coragem, quando eu estava temeroso; metas, quando eu estava inerte; elogios, quando eu estava inseguro; inspiração, quando não a tinha. A meu mestre e amigo, quero tornar explícito meu profundo respeito e admiração.

Aos demais professores do Inep, pelas aulas ministradas, pelas dúvidas esclarecidas, pelos desafios propostos e pelo prestígio que conferem ao Instituto e ao Programa de Pós-Graduação. Minha passagem pelo Inep, que é sem dúvida um centro de excelência, certamente engrandece o meu currículo e os de todos os seus egressos.

Aos professores Nelson e Cláudio, membros da banca, pelas valiosas sugestões incorporadas neste trabalho.

Ao engenheiro Itamar Fernandes Soares, pelas contribuições iniciais na pesquisa, e por ter gentilmente cedido farto material bibliográfico e o contactor que foi utilizado no desenvolvimento do trabalho.

Aos técnicos do Inep, pela dedicação e profissionalismo. Sem o seu cuidadoso trabalho, resultados experimentais simplesmente não poderiam ser apresentados.

Aos colegas, pela convivência, pelo companheirismo e pelo respeito. Ter trabalhado, durante anos, em meio a tantos pesquisadores brilhantes, mas não por isso menos dispostos a compartilhar de todo o seu conhecimento e experiência, foi sem dúvida um dos grandes privilégios da minha vida.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

## **CONTROLE ELETRÔNICO DA CORRENTE DA BOBINA DE CONTACTORES ELETROMAGNÉTICOS**

**Paulo Mário dos Santos Dias de Moraes**

Agosto / 2004

Orientador: Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico.

Palavras-chave: Contactador eletromagnético; controle eletrônico; repique dos contatos.

Número de páginas: 124.

Este trabalho tem por objetivo apresentar um sistema eletrônico para controle da bobina de contactores eletromagnéticos. Entre os principais atrativos da unidade de controle proposta estão a ampliação da faixa de operação do contactor, a redução do repique dos contatos nas manobras de fechamento, a proteção contra subtensões de alimentação de comando e a diminuição da energia demandada para retenção. Uma característica fundamental deste sistema de controle é o fato de poder ser empregado no acionamento de contactores eletromagnéticos convencionais, sem a necessidade de modificações no contactor, como a instalação de sensores, contatos auxiliares, bobinas adicionais ou outros dispositivos no aparato. O controle atua diretamente sobre a corrente que circula pela bobina do contactor, conferindo à unidade uma proteção natural contra curtos-circuitos do enrolamento e independência em relação a variações na temperatura da bobina. Por empregar um microcontrolador para as tarefas de controle e supervisão, o sistema eletrônico apresenta um pequeno número de componentes, sendo compacto e de baixo custo. Outros aspectos de interesse da indústria são a proteção de leitura do programa do microcontrolador (sigilo da propriedade intelectual) e a facilidade de incorporação de recursos adicionais ao sistema.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

## **ELECTRONIC CONTROL OF THE COIL CURRENT OF ELECTROMAGNETIC CONTACTORS**

**Paulo Mário dos Santos Dias de Moraes**

August / 2004

Advisor: Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Electronics and Electrical Drives.

Keywords: Electromagnetic contactor; electronic control; contact bounce.

Number of pages: 124.

The goal of this work is to present an electronic system for controlling the coils of electromagnetic contactors. Among the major benefits of the proposed control unit are the increase of the contactor's control voltage range, reduction in contact bounce during make operations, protection against control undervoltages and the reduction of the energy required to hold the contactor. A fundamental characteristic of this control system is the fact that it can drive conventional electromagnetic contactors, without the need for modifications, such as the addition of sensors, auxiliary contacts, additional coils or other devices to the apparatus. The control acts directly upon the contactor's coil current, bringing a natural protection against short circuits in the winding and independence regarding coil temperature variations. Since it utilizes a microcontroller for control and supervision tasks, the electronic system presents a low component count, resulting in a compact and low cost design. Other aspects of interest to the industry are the microcontroller code protection (intellectual property confidentiality) and ease of incorporating additional features to the system.



# SUMÁRIO

1.	Introdução .....	1
2.	O contactor .....	3
2.1.	Introdução .....	3
2.2.	Definições básicas .....	3
2.3.	Partes de um contactor eletromagnético .....	5
2.3.1.	Molas de retorno e de pressão dos contatos .....	6
2.3.2.	Circuito magnético .....	10
2.3.3.	Extintores de arco .....	19
2.4.	Normatização .....	21
2.5.	O fenômeno do repique .....	29
2.6.	Controle eletrônico de contactores .....	33
2.7.	Conclusões .....	39
3.	Fonte auxiliar .....	40
3.1.	Introdução .....	40
3.2.	Requisitos de projeto .....	40
3.3.	Princípio de funcionamento do conversor <i>Flyback</i> .....	41
3.4.	Família KA5x03xx de circuitos integrados da <i>Fairchild</i> .....	45
3.5.	Especificações e dimensionamento dos componentes .....	45
3.5.1.	Estágio de entrada .....	46
3.5.2.	Conversor CC-CC .....	48
3.5.3.	Projeto do compensador .....	58
3.6.	Resultados experimentais .....	63
3.7.	Conclusões .....	66
4.	Contactador com controle eletrônico .....	67
4.1.	Introdução .....	67
4.2.	Objetivos .....	67
4.3.	Circuito de potência .....	71
4.3.1.	Desmagnetização da bobina do contactor .....	73
4.3.2.	Medição da corrente da bobina do contactor .....	76
4.4.	Microcontrolador .....	79
4.5.	Circuitos de comando .....	81

4.6.	Controle do contactor .....	83
4.6.1.	Caracterização do fechamento do contactor.....	84
4.6.2.	Seqüência de etapas para fechamento do contactor .....	87
4.6.3.	Controle da corrente da bobina .....	93
4.6.4.	Detecção do fechamento do contactor.....	98
4.6.5.	Estratégia para redução do repique .....	102
4.6.6.	Etapa de manutenção.....	108
4.7.	Limitações dos algoritmos propostos .....	111
4.8.	Conclusões.....	114
5.	Conclusões gerais .....	116
6.	Referências bibliográficas .....	120

## LISTA DE FIGURAS

Fig. 2.1 - Esquema simplificado de um contactor eletromagnético. ....	5
Fig. 2.2 - Diagrama de forças de uma mola linear [6]. ....	7
Fig. 2.3 - Característica de esforço à conexão de um contactor [6]. ....	8
Fig. 2.4 - Eletroímã. [3] .....	10
Fig. 2.5 - Circuito magnético de um eletroímã, na região da face do pólo sombreado. [1] ..	14
Fig. 2.6 - Diagrama fasorial dos fluxos e da tensão e corrente induzidas na espira de sombra, para uma face do pólo. [1] .....	14
Fig. 2.7 - Formas de onda da força total de tração de um pólo sombreado e suas componentes. ....	18
Fig. 3.1 - Estrutura básica do conversor <i>Flyback</i> . ....	42
Fig. 3.2 - Formas de onda típicas para o conversor <i>Flyback</i> . ....	43
Fig. 3.3 - Estágio de entrada da fonte auxiliar. ....	46
Fig. 3.4 - Circuito do grampeador para o conversor <i>Flyback</i> . ....	53
Fig. 3.5 - Diagramas de bode do sistema $F(s) = \frac{V_{o2}(s)}{I_c(s)}$ , para as funções de transferência completa e simplificada do conversor <i>Flyback</i> . ....	60
Fig. 3.6 - Circuito do compensador [41]. ....	60
Fig. 3.7 - Diagramas de bode do controlador, da planta $F_1(s) = \frac{V_{o2}(s)}{V_{FB}(s)}$ , e do sistema compensado. ....	62
Fig. 3.8 - Tensão sobre o interruptor do conversor <i>Flyback</i> ( $V=250V$ eficazes, 60Hz). ....	64
Fig. 3.9 - Tensão sobre o capacitor de grampeamento ( $V=250V$ eficazes, 60Hz). ....	64
Fig. 3.10 - Tensões nas saídas da fonte auxiliar durante a partida ( $V=85V$ eficazes, 60Hz). .....	65
Fig. 3.11 - Tensões nas saídas da fonte auxiliar durante a partida ( $V=250V$ eficazes, 60Hz). .....	65
Fig. 4.1 - Diagrama em blocos do módulo de controle. ....	70
Fig. 4.2 - Topologia fundamental do circuito de potência. ....	72
Fig. 4.3 - Circuito de desmagnetização da bobina. ....	75
Fig. 4.4 - Circuito de medição da corrente. ....	77
Fig. 4.5 - Medição da corrente da bobina. ....	78

Fig. 4.6 - Circuito de comando isolado, destinado ao interruptor de desmagnetização. ....	81
Fig. 4.7 - Circuito de comando não isolado, destinado aos interruptores principal e auxiliar. .....	82
Fig. 4.8 - Corrente da bobina e tensão sobre um par de contatos (tensão de alimentação de comando contínua). ....	85
Fig. 4.9 - Corrente da bobina e tensão sobre um par de contatos (tensão de alimentação de comando alternada). ....	85
Fig. 4.10 - Esquema elétrico do contactor com controle eletrônico. ....	88
Fig. 4.11 - Vista superior da placa de controle, ao lado do contactor. ....	89
Fig. 4.12 - Tensão de barramento e corrente na bobina ( $U_s = 220V$ eficazes / 60Hz). ....	94
Fig. 4.13 - Tensão de barramento e corrente na bobina ( $U_s = 110V$ eficazes / 60Hz). ....	94
Fig. 4.14 - Algoritmo de ajuste da limitação da corrente de fechamento (tensão de alimentação de comando alternada). ....	96
Fig. 4.15 - Algoritmo de detecção do fechamento (tensão de alimentação de comando alternada). ....	100
Fig. 4.16 - Exemplo de sequência de fechamento incluindo o ajuste da limitação da corrente e a detecção do fechamento. ....	102
Fig. 4.17 - Corrente da bobina e tensão sobre os contatos, durante a etapa de transição. .	104
Fig. 4.18 - Corrente da bobina e tensão sobre os contatos, com ausência da etapa de transição. ....	104
Fig. 4.19 - Tempo médio de duração dos repiques (tensão de alimentação de comando contínua). ....	106
Fig. 4.20 - Tempo médio de duração dos repiques (tensão de alimentação de comando alternada). ....	106
Fig. 4.21 - Corrente da bobina, antes e após o ingresso na etapa de manutenção. ....	109
Fig. 4.22 - Sinal de comando do interruptor auxiliar e tensão no ponto de medição da corrente da bobina. ....	110
Fig. 4.23 - Sinal de comando do interruptor principal e tensão no ponto de medição da corrente da bobina. ....	111
Fig. 4.24 - Tensão de barramento e tensão no ponto de medição da corrente da bobina. .	112

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2-1 - Categorias de utilização de contactores [31].....	23
Tabela 2-2 - Capacidades de estabelecimento e interrupção, de acordo com a categoria de utilização (funcionamento ocasional) [31], [32].....	24
Tabela 2-3 - Relação entre a corrente interrompida $I_c$ e o tempo de desligamento para verificação das capacidades de estabelecimento e interrupção [31].....	26
Tabela 2-4 - Determinação da corrente de operação para as categorias de utilização AC-6a e AC-6b quando derivada dos valores para a categoria de utilização AC-3 [31].....	26
Tabela 2-5 - Capacidades de estabelecimento e interrupção, de acordo com a categoria de utilização (funcionamento normal) [31], [32]. ....	27
Tabela 3-1 - Especificações para a fonte auxiliar.....	46
Tabela 3-2 - Características do capacitor de filtragem da saída 1 da fonte auxiliar. [40] ...	50
Tabela 3-3 - Características do capacitor de filtragem da saída 2 da fonte auxiliar. [40] ...	52
Tabela 3-4 - Esforços máximos sobre os semicondutores da fonte auxiliar. ....	55
Tabela 3-5 - Características do núcleo do transformador da fonte auxiliar.....	55
Tabela 3-6 - Condutores dos enrolamentos do transformador da fonte auxiliar. ....	57
Tabela 4-1 - Especificações para o projeto.....	69
Tabela 4-2 - Especificações do contactor empregado nos testes.....	70
Tabela 4-3 - Lista de componentes do contactor com controle eletrônico.....	89
Tabela 4-4 - Comparação entre o controle da corrente com limite fixo e o controle com limitação variável. ....	97
Tabela 4-5 - Tempo médio de duração dos repiques.....	105

## SIMBOLOGIA E ABREVIATURAS

<i>Subíndices<sup>1</sup> e modificadores</i>		
<b>Símbolo</b>	<b>Descrição</b>	<b>Unidade</b>
$\bar{x}$	fasor	(não definido)
$x$	módulo do fasor $\bar{x}$	(unidade da grandeza representada pelo fasor)
$\angle\theta$	ângulo (fase) do fasor $\bar{x}$ , relativo a um dado referencial	graus ou radianos
$x'$	componente real do fasor $\bar{x}$	(não definido)
$x''$	componente imaginária do fasor $\bar{x}$	(não definido)
$_{ef}$	refere-se ao valor eficaz da grandeza representada	(não se aplica)
$_{max}$	refere-se ao valor máximo da grandeza representada	(não se aplica)
$_{min}$	refere-se ao valor mínimo da grandeza representada	(não se aplica)
$_{pico}$	refere-se ao valor de pico da grandeza representada	(não se aplica)
<i>Circuito magnético do contactor</i>		
<b>Símbolo</b>	<b>Descrição</b>	<b>Unidade</b>
$\mu$	permeabilidade magnética	H/m
$\phi$	fluxo magnético	Wb
$\lambda$	fluxo concatenado por $N$ espiras	Wb
$\mathfrak{F}$	força magnetomotriz	Ampères-espira
$\mathfrak{R}$	relutância do trecho magnético	$H^{-1}$
$\omega$	frequência angular	rad/s
$\alpha$	ângulo elétrico pelo qual o fluxo magnético da porção sombreada do pólo está atrasado em relação ao fluxo da porção não sombreada	(graus ou radianos)
$\mu_0$	permeabilidade magnética no vácuo	H/m
$B$	densidade de fluxo	T
$e$	força eletromotriz induzida no enrolamento	V
$F$	força eletromagnética de tração	N
$H$	intensidade de campo	A/m
$I$	corrente que circula pelo enrolamento	A
$K$	razão entre a reatância e a resistência do anel de curto circuito	(adimensional)
$L$	indutância do enrolamento	H
$l$	comprimento do entreferro	m
$N$	número de espiras do enrolamento	(adimensional)
$r$	resistência do enrolamento	$\Omega$
$S$	secção transversal do trecho magnético	$m^2$
$W_m$	energia armazenada no campo magnético	J

<sup>1</sup> Quando as grandezas tensão e corrente são apresentadas em letras minúsculas, está-se referindo aos seus valores instantâneos. Porém, com a aplicação dos subíndices “min”, “max”, “ef” ou “pico”, estas grandezas passam a ser escritas em letras maiúsculas. Este também é o caso quando do emprego da variável complexa (e.g.  $v(t) \Leftrightarrow V(s)$ ).

<b>Grandezas características das molas do contactor</b>		
<b>Símbolo</b>	<b>Descrição</b>	<b>Unidade</b>
$L$	comprimento da mola	m
$C_p$	pré-compressão da mola	m
$C_t$	deslocamento de trabalho da mola	m
$C_s$	deslocamento de segurança da mola	m
$C_m$	comprimento mínimo da mola	m
$P_p$	pressão prévia da mola	N/m <sup>2</sup>
$P_f$	pressão final da mola	N/m <sup>2</sup>
$P_m$	pressão máxima da mola	N/m <sup>2</sup>
$P_{pcp}$	pressão prévia (ou de pré-compressão) da mola de pressão de um dos contatos principais	N/m <sup>2</sup>
$P_{fcp}$	pressão final da mola de um dos contatos principais	N/m <sup>2</sup>
$P_{pmr}$	pressão prévia da mola de retorno	N/m <sup>2</sup>
$P_{fmr}$	pressão final da mola de retorno	N/m <sup>2</sup>
$P_{pna}$	pressão prévia da mola do contato auxiliar normalmente aberto	N/m <sup>2</sup>
$P_{fna}$	pressão final da mola do contato auxiliar normalmente aberto	N/m <sup>2</sup>
$P_{pnf}$	pressão prévia da mola do contato auxiliar normalmente fechado	N/m <sup>2</sup>
$P_{fnf}$	pressão final da mola do contato auxiliar normalmente fechado	N/m <sup>2</sup>
<b>Norma técnica IEC 60947-1</b>		
<b>Símbolo</b>	<b>Descrição</b>	<b>Unidade</b>
$I$	corrente estabelecida	A
$I_c$	corrente estabelecida e interrompida	A
$I_e$	corrente designada de operação	A
$I_{th}$	corrente térmica convencional ao ar livre	A
$U_c$	tensão do circuito de comando	V
$U_e$	tensão designada de operação	V
$U_i$	tensão designada de isolamento	V
$U_r$	tensão de recuperação	V
$U_s$	tensão designada de alimentação de comando	V
<b>Fonte de alimentação auxiliar</b>		
<b>Símbolo</b>	<b>Descrição</b>	<b>Unidade</b>
$\eta$	rendimento estimado da estrutura	(adimensional)
$\delta$	profundidade de penetração do cobre, na frequência de comutação	m
$\varnothing_{max}$	máximo diâmetro admitido para os fios dos enrolamentos do transformador	m
$\Delta V_g$	ondulação da tensão sobre o capacitor de grampeamento	V
$\Delta V_{oi}$	ondulação máxima da tensão da $i$ -ésima saída	V
$\Delta V_{oi\_1}$	parcela da ondulação da tensão da $i$ -ésima saída devida à capacitância de filtragem	V

$\Delta V_{oi\_2}$	parcela da ondulação da tensão da $i$ -ésima saída devida à resistência série equivalente do capacitor de filtragem	V
$A_e$	secção transversal da perna central do núcleo do transformador	m <sup>2</sup>
$A_l$	fator de indutância do núcleo do transformador	H
$A_w$	área disponível em cada janela do núcleo do transformador	m <sup>2</sup>
$A_{w\_enrol}$	área ocupada em cada janela do núcleo pelos enrolamentos	m <sup>2</sup>
$B_{sat}$	densidade de fluxo de saturação do núcleo do transformador	T
$C_i$	capacitância de filtragem do estágio de entrada	F
$C_{oi}$	capacitância de filtragem da $i$ -ésima saída do conversor <i>Flyback</i>	F
$C_{oss}$	capacitância de saída do interruptor do conversor <i>Flyback</i>	F
$C_g$	capacitância de grampeamento	F
$C_{min}$	mínima capacitância esperada de um dado capacitor	F
$d_1$	razão cíclica de trabalho do interruptor do conversor <i>Flyback</i>	(adimensional)
$d_2$	duração relativa da segunda etapa de operação do conversor <i>Flyback</i> (desmagnetização)	(adimensional)
$f_c$	freqüência de cruzamento do sistema formado pelo conversor <i>Flyback</i> e pelo compensador	Hz
$f_i$	freqüência da tensão de entrada alternada	Hz
$f_p$	freqüência de um dos pólos do compensador	Hz
$f_s$	freqüência de comutação	Hz
$f_z$	freqüência do zero do compensador	Hz
$i_c$	corrente de controle do conversor <i>Flyback</i>	A
$i_C$	corrente no capacitor de saída do conversor <i>Flyback</i>	A
$i_{Ci}$	corrente no capacitor da $i$ -ésima saída do conversor <i>Flyback</i>	A
$i_D$	corrente no diodo de saída do conversor <i>Flyback</i>	A
$i_{Di}$	corrente no diodo da $i$ -ésima saída do conversor <i>Flyback</i>	A
$i_{DB1}$	corrente de cada um dos diodos da ponte retificadora de entrada	A
$i_i$	corrente de entrada da fonte de alimentação (estágio de entrada)	A
$I_{oi}$	corrente de carga da $i$ -ésima saída do conversor <i>Flyback</i>	A
$I_{over}$	limite máximo para proteção de sobrecorrente	A
$i_p$	corrente do enrolamento primário do transformador	A
$I_{pico}$	valor de pico da corrente do enrolamento primário do transformador	A
$i_s$	corrente do interruptor do conversor <i>Flyback</i>	A



$i_{si}$	corrente do enrolamento secundário do transformador, referente à $i$ -ésima saída do conversor <i>Flyback</i>	A
$J$	densidade de corrente	A/m <sup>2</sup>
$K_c$	ganho do compensador	(adimensional)
$K_{ocup}$	fator de ocupação do núcleo	(adimensional)
$L_{disp}$	indutância de dispersão do transformador	H
$L_M$	indutância magnetizante do transformador	H
$M$	característica de transferência do conversor <i>Flyback</i>	(adimensional)
$M_i$	característica de transferência para a $i$ -ésima saída do conversor <i>Flyback</i>	(adimensional)
$n$	relação de transformação do transformador	(adimensional)
$n_i$	relação de transformação entre o enrolamento secundário da $i$ -ésima saída e o enrolamento primário	(adimensional)
$n_{pri}$	número de espiras do enrolamento primário	(adimensional)
$n_{sec}$	número de espiras do enrolamento secundário	(adimensional)
$n_p$	número de espiras do enrolamento primário	(adimensional)
$n_{si}$	número de espiras do enrolamento secundário da $i$ -ésima saída	(adimensional)
$P_g$	potência dissipada no grampeador	W
$P_o$	potência total de saída	W
$P_{s\_comut}$	perdas de comutação do interruptor do conversor <i>Flyback</i>	W
$P_{s\_cond}$	perdas de condução do interruptor do conversor <i>Flyback</i>	W
$P_{s\_total}$	perdas totais do interruptor do conversor <i>Flyback</i>	W
$R_{dson}$	resistência de condução do interruptor do conversor <i>Flyback</i>	$\Omega$
$R_o$	resistência de carga	$\Omega$
$R_{oi\_ef}$	resistência de carga efetiva em relação à $i$ -ésima saída do conversor	$\Omega$
$RSE_{fs}$	resistência série equivalente do capacitor, calculada na frequência de comutação	$\Omega$
$S_{Cu\_p}$	secção transversal total necessária para o condutor do enrolamento primário do transformador	m <sup>2</sup>
$S_{Cu\_si}$	secção transversal total necessária para o condutor do enrolamento secundário do transformador, referente à $i$ -ésima saída	m <sup>2</sup>
$\tan\delta$	fator de dissipação do capacitor	(adimensional)
$t_c$	tempo de carga do capacitor do estágio de entrada	s
$t_d$	tempo de descarga do capacitor do estágio de entrada	s
$T_s$	período de comutação	s
$V$	tensão de entrada da fonte auxiliar	V
$v_{Ci}$	tensão sobre o capacitor de filtragem do estágio de entrada	V
$v_D$	tensão sobre o diodo de saída do conversor <i>Flyback</i>	V

$v_{Di}$	tensão sobre o diodo da $i$ -ésima saída do conversor <i>Flyback</i>	V
$v_{Dg}$	tensão sobre o diodo do grameador	V
$v_{DB1}$	tensão sobre cada um dos diodos da ponte retificadora de entrada	V
$v_{FB}$	tensão de realimentação do compensador	V
$V_f$	queda de tensão sobre os diodos de saída do conversor <i>Flyback</i>	V
$V_g$	tensão média sobre o capacitor de grampeamento	V
$V_{in}$	tensão de entrada do conversor <i>Flyback</i>	V
$V_o$	tensão de saída do conversor <i>Flyback</i>	V
$V_{oi}$	tensão média da $i$ -ésima saída do conversor <i>Flyback</i>	V
$V_{ro}$	tensão de saída refletida ao primário do transformador	V
$v_s$	tensão sobre o interruptor do conversor <i>Flyback</i>	V
$W_1$	energia acumulada na indutância magnetizante do transformador durante um período de comutação	J
$W_o$	energia entregue à carga durante um período de comutação	J
<b>Controle eletrônico do contactor</b>		
<b>Símbolo</b>	<b>Descrição</b>	<b>Unidade</b>
$:=$	operador de atribuição	(não se aplica)
$I_{lim}$	valor limite para o controle da corrente da bobina, utilizado para o fechamento do contactor	A
$I_{med}$	valor médio da corrente da bobina, determinado pelo microcontrolador ao longo de um semiciclo da tensão de alimentação de comando	A
$I_{ref}$	valor médio de referência para a corrente da bobina	A
$I_{tran}$	valor limite para o controle da corrente da bobina, utilizado para estabelecer a corrente de transição	A
$I_{pm}$	valor limite para o controle da corrente da bobina, utilizado para estabelecer a corrente de pré-manutenção	A
$I_{man}$	valor limite para o controle da corrente da bobina, utilizado para estabelecer a corrente de manutenção	A
$n$	indica o início da $n$ -ésima iteração para ajuste da limitação da corrente de fechamento	(adimensional)
$n_{iter}$	número máximo de iterações do algoritmo de ajuste da limitação da corrente de fechamento	(adimensional)
$t_a, t_0$	instante inicial de circulação da corrente da bobina	s
$t_b$	instante da entrada em regime da corrente da bobina, anterior ao fechamento do contactor	s
$t_c$	instante no qual inicia a queda da corrente da bobina, durante o fechamento do contactor	s
$t_d$	instante de restabelecimento do regime da corrente da bobina após o fechamento do contactor	s
$t_{reg}$	instante que demarca o fim da etapa de ajuste da limitação da corrente de fechamento	s

$t_{det}$	instante de detecção do fechamento do contactor	s
$t_{fech}$	instante no qual ocorre o primeiro toque dos contatos	s
$t_{man}$	instante de abertura do interruptor auxiliar	s
$t_1$	duração do intervalo de tempo para medição da frequência da tensão de alimentação de comando	s
$t_2$	duração do intervalo de tempo para registro da forma de onda de referência para a corrente de fechamento	s
$t_3$	duração do intervalo de tempo entre a detecção do fechamento e o restabelecimento da corrente de fechamento (proteção contra reabertura do contactor)	s
$t_4$	duração do intervalo de tempo entre a detecção do fechamento e o ingresso na etapa de manutenção	s

## 1. Introdução

O contactor é um dispositivo amplamente utilizado na indústria. É um dos principais componentes de sistemas de comando de máquinas e outros dispositivos elétricos, incluindo motores das mais diversas potências, transformadores, bancos de capacitores, fornos resistivos, entre outros. Seu mérito está em poder estabelecer ou interromper correntes que variam de dezenas a milhares de Ampères, em circuitos de baixa, média ou alta tensão, tanto em corrente contínua quanto em corrente alternada. Os sinais de comando dos contactores eletromagnéticos podem ser tão diversos quanto as cargas acionadas. Tensões contínuas de 12, 24 ou 48V e padrões industriais de tensões alternadas são utilizados no comando de contactores dos mais diversos tamanhos e capacidades, possibilitando o emprego destes dispositivos nos mais variados locais, como veículos automotores, eletrodomésticos, residências, estabelecimentos comerciais e pátios industriais. Muito embora “contactores de estado sólido” tenham sido propostos, a robustez e confiabilidade dos contactores eletromagnéticos ainda é difícil de ser superada.

Em seu aspecto construtivo, o contactor não sofreu grandes alterações há mais de 50 anos [15]. Mas, embora a mecânica esteja basicamente consolidada, este dispositivo tem sido bastante pesquisado e aperfeiçoado. Novos materiais de revestimento dos contatos elétricos [24], modelos para o comportamento dinâmico dos contactores ([17], [19], [28]), e estudos sobre os mecanismos de desgaste destes aparatos [12] têm sido temas recorrentes. E, dentro do domínio da eletrônica de potência, circuitos eletrônicos vêm sendo propostos para o controle destes dispositivos outrora puramente eletromecânicos.

Este trabalho tem como objetivo apresentar um sistema eletrônico, microcontrolado, para controle da bobina de um contactor eletromagnético. Os contactores eletronicamente controlados têm despontado como uma tendência no competitivo mercado de acionamento industrial. As motivações que impulsionaram esta nova categoria de contactores têm sido as mais diversas, porém busca-se fundamentalmente a diminuição dos custos de fabricação, a redução do volume e das perdas elétricas destes dispositivos, melhoria na sua confiabilidade e a ampliação da sua vida útil.

O texto é dividido em cinco capítulos. Após a Introdução, o contactor será apresentado no **Capítulo 2**. Aspectos construtivos, equações fundamentais, definições e especificações encontradas nas normas técnicas aplicáveis, serão assuntos abordados. O fenômeno do repique será examinado em detalhes. Também conhecido como ricochete, o

repique dos contatos ocorre durante o fechamento dos contactores, e é a principal causa de falhas e desgaste destes equipamentos. O advento do controle eletrônico trouxe a possibilidade de redução do repique, e neste sentido um resumo do estado da arte será apresentado ao final do Capítulo 2.

A descrição do sistema eletrônico proposto por este trabalho tem início no **Capítulo 3**, que trata da fonte de alimentação auxiliar. Uma das vantagens do controle eletrônico é permitir a ampliação dos limites de operação de um contactor eletromagnético convencional. Isto implica na necessidade do desenvolvimento de fontes de alimentação também capazes de trabalhar com esta faixa ampliada de variação da tensão de entrada. Neste terceiro capítulo uma fonte de alimentação com estas características é projetada. Buscou-se uma solução simples, compacta e de baixo custo, o que foi conseguido com o emprego de um circuito integrado dedicado para a realização de um conversor *Flyback* convencional. O Capítulo 3 apresenta então o roteiro de projeto da fonte auxiliar, iniciando com a elaboração de um conjunto de requisitos e especificações, prosseguindo com o dimensionamento do estágio de entrada e do conversor CC-CC, e finalizando com o projeto do compensador da malha de realimentação.

As contribuições mais significativas deste trabalho surgem no **Capítulo 4**. Os objetivos do sistema de controle são destacados, acompanhados de um conjunto fundamental de especificações. A subdivisão do circuito eletrônico em blocos funcionais permite que cada estágio seja analisado separadamente e, de maneira semelhante, o programa de controle também é dividido em algoritmos e etapas de operação, seguindo uma seqüência lógica que leva o contactor do repouso ao fechamento. Em conjunto com os diversos blocos do circuito, propõe-se uma estratégia de controle da corrente da bobina que permite que um contactor eletromagnético convencional apresente uma redução no repique dos contatos durante o fechamento, quando acionado a partir do módulo de controle eletrônico. Resultados experimentais confirmam a redução do repique, mas algumas limitações do programa de controle são apontadas.

Por fim, o **Capítulo 5** traça um apanhado geral de tudo o que é abordado neste trabalho. A análise crítica dos resultados obtidos com o controle eletrônico do contactor destaca os benefícios trazidos pelo sistema proposto, e aponta para outros possíveis rumos a serem tomados na pesquisa.

## 2. O contactor

### 2.1. Introdução

Neste primeiro capítulo o contactor será apresentado. A definição formal deste dispositivo, estabelecida em normas internacionais, bem como sua classificação, estão presentes na seção 2.2. Na seção 2.3 as diversas partes deste aparato serão estudadas, incluindo o que se refere ao circuito magnético do eletroímã, a peça chave de um contactor eletromagnético. Fundamentação matemática será dada à importância que a corrente da bobina assumirá ao longo do trabalho. A seção 2.4 fará um resumo das normas internacionais às quais os contactores estão sujeitos. O fenômeno do repique — um dos principais motivadores deste trabalho — será analisado na 2.5. A seção 2.6 apresentará uma revisão histórica das iniciativas mais relevantes para redução do problema do repique através do controle eletrônico. Por fim, um resumo geral do que foi examinado será traçado na seção 2.7.

### 2.2. Definições básicas

De acordo com a norma IEC 60947-1 [30], o contactor é um “dispositivo mecânico de comutação tendo apenas uma posição de repouso, operado de outra forma que não seja manualmente, capaz de estabelecer, conduzir e interromper correntes sob condições normais do circuito incluindo condições de sobrecarga”. O contactor pode ser designado de acordo com o método pelo qual é provida a força para fechamento dos contatos principais. Neste caso, o contactor pode ser:

- **eletromagnético:** quando o acionamento se deve à força de atração de um eletroímã;
- **eletromecânico:** se o acionamento é realizado por meios mecânicos (molas, balancins, etc.);
- **pneumático:** quando é acionado pela pressão de um gás (ar, nitrogênio, etc.);
- **hidráulico:** quando a força de acionamento vem de um fluido, que pode ser água, óleo, etc.

O contactor também pode ser classificado pela disposição de seus contatos:

- **contactor a ar:** no qual a ruptura (extinção do arco) se dá em uma câmara de ar;
- **contactor a óleo:** no qual a ruptura ocorre em uma câmara com óleo;
- **contactor a vácuo:** no qual a ruptura se dá dentro de um compartimento altamente evacuado.

Os contactores a óleo, em relação aos contactores a ar, permitem correntes maiores para um mesmo tamanho dos contatos, graças ao efeito refrigerante do óleo [6]. Além disso, tanto os contatos quanto o arco permanecem resguardados do ambiente externo. Entretanto, nos contactores a óleo, os contatos se desgastam rapidamente e o óleo deve ser periodicamente renovado, elevando os custos de manutenção. Devido a estes e outros inconvenientes os contactores a ar são muito mais utilizados que os contactores a óleo, sendo os últimos empregados apenas em casos especiais.

Os contactores a vácuo, por sua vez, são aparatos de grande capacidade, destinados principalmente às aplicações de tensão mais elevada (acima de 600V), nas indústrias de mineração, petróleo e petroquímica [9]. São empregados na comutação de bancos de capacitores em várias tensões e em aplicações de bombas submersíveis até 1.500V. Por um lado, apresentam as desvantagens inerentes de utilizarem interruptores normalmente fechados (devido à pressão atmosférica), cuja fabricação é complexa. Mas os contactores a vácuo também trazem benefícios: há menos movimento mecânico (menor separação entre os contatos), menores forças operacionais, além do fato de que os contatos encontram-se em ampolas de vidro ou cerâmica seladas e isoladas de meios potencialmente corrosivos.

O contactor ainda pode ser definido pela classe de corrente, em:

- **contactores de corrente contínua;**
- **contactores de corrente alternada.**

Por fim, os contactores podem ser classificados em:

- **contactores de baixa tensão** (até 1.000V);
- **contactores de alta tensão** (a partir de 1.000V).

Como o presente trabalho está voltado à pesquisa de contactores eletromagnéticos, os diversos aspectos referentes a esta classe de dispositivos serão discutidos a seguir.

## 2.3. Partes de um contactor eletromagnético

Um contactor eletromagnético (a ar) é formado pelos seguintes elementos construtivos:

- circuito magnético;
- contatos;
- molas;
- câmaras de extinção;
- suporte.

O circuito magnético, por sua vez, é constituído por:

- estator;
- armadura;
- bobina.

A Fig. 2.1 mostra um esquema simplificado de um contactor eletromagnético. Embora um contactor real possa ser bastante distinto da ilustração apresentada, na figura podem ser observadas as principais partes de um contactor.

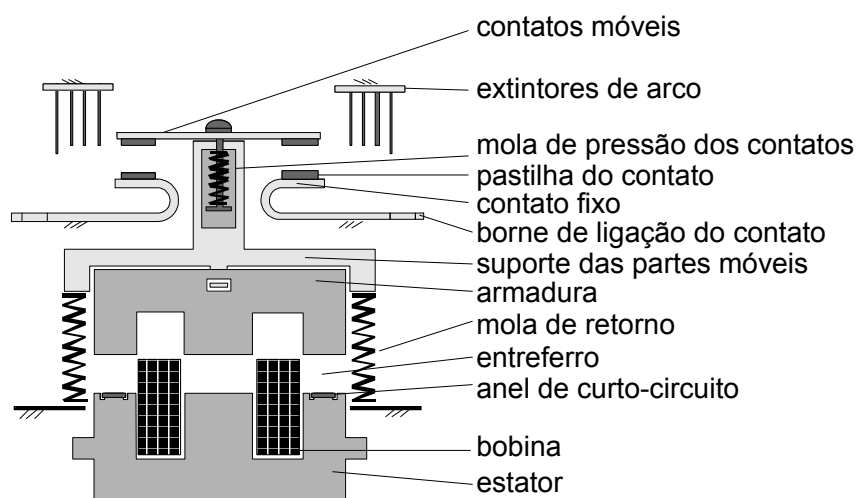


Fig. 2.1 - Esquema simplificado de um contactor eletromagnético.

O **estator** é do tipo ferro laminado se a alimentação da bobina for em CA ou de ferro doce caso a alimentação seja apenas em CC. Quando excitado pela bobina, o estator atrai a **armadura**, construída com o mesmo material do núcleo e destinada a transmitir o seu movimento aos contatos móveis. A **bobina** constitui um carretel em torno do qual são enroladas várias espiras de fio esmaltado que, ao serem percorridas por uma corrente elétrica, criam um fluxo magnético que é concentrado pelo núcleo e é responsável pela força de atração da armadura.



Os **contatos** são os elementos encarregados de realizar a principal função de um contactor, que é estabelecer, conduzir ou interromper a corrente elétrica. Em um mesmo contactor podem-se distinguir dois tipos de contatos:

- **contatos principais**, destinados a abrir ou fechar os circuitos principais ou de potência;
- **contatos auxiliares**, destinados a abrir ou fechar circuitos de comando, sinalização, ou seja, circuitos auxiliares. Sua função é secundária e apresentam um menor tamanho, se comparados aos contatos principais. Os contatos auxiliares podem ser **de repouso** ou **normalmente fechados**, se permanecem abertos quando os contatos principais encontram-se fechados, ou **de trabalho** ou **normalmente abertos**, quando permanecem fechados quando os contatos principais também estão fechados.

Tanto os contatos principais como os auxiliares podem ser **contatos fixos**, se estão solidários ao suporte, ou **contatos móveis**, se são arrastados pela armadura quando em movimento.

As **molas de pressão dos contatos** destinam-se a regular a pressão dos contatos móveis sobre os contatos fixos. As **molas de retorno ou de curso** garantem a abertura brusca do contactor quando da perda de excitação da bobina, retornando a armadura à posição de repouso.

As **câmaras de extinção** são compartimentos especiais nos quais estão alojados os contatos, de forma que o arco produzido pela interrupção da corrente é alargado pelos **extintores**, dividido e finalmente extinto, antes que o ambiente seja ionizado produzindo um curto circuito entre as fases.

Finalmente, denomina-se **suporte** o conjunto de dispositivos mecânicos que permitem fixar entre si as diferentes peças que constituem o contactor, e o mesmo ao local de trabalho, eventualmente amortecendo vibrações externas e vibrações decorrentes do fechamento do dispositivo.

### 2.3.1. Molas de retorno e de pressão dos contatos

As molas de pressão dos contatos e as molas de retorno representam a maior parte da resistência à movimentação da armadura e, por consequência, ao fechamento do contactor. Outras forças antagonistas incluem a força de atrito entre as partes móveis e a estrutura de suporte.

Uma mola linear em repouso, como mostrado na Fig. 2.2, tem um comprimento  $L$  tal que a pressão exercida pela mola é nula ( $P_0$ ). Esta mola pode ser comprimida até que seu comprimento seja  $C_m$  (comprimento mínimo), também conhecido como altura de bloqueio, para o qual a pressão exercida pela mola é máxima ( $P_m$ ). Entre esses dois limites a força elástica varia de forma linear com a compressão da mola, como mostra o diagrama.

Estando em seu alojamento, a mola sofre uma pré-compressão  $C_p$ , à qual corresponde uma pressão  $P_p$ , que mantém a mola fixada. Seu comprimento é, então,  $L - C_p$ . É previsto que a mola, a partir da pré-compressão, possa ser comprimida até o deslocamento  $C_t$  ou deslocamento de trabalho, para o qual a pressão exercida é  $P_f$  ou pressão final da mola. Entre o deslocamento de trabalho e a altura de bloqueio deve-se sempre reservar o deslocamento de segurança  $C_s$ , com o objetivo de impedir que a mola chegue ao limite elástico, o que a deformaria permanentemente.

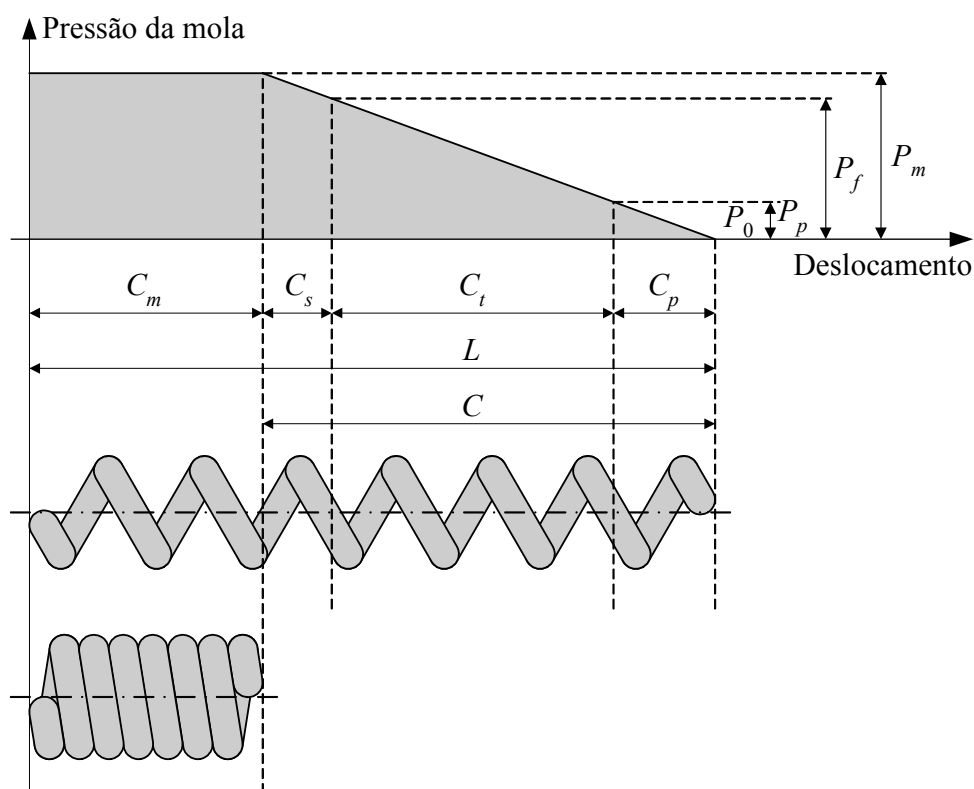


Fig. 2.2 - Diagrama de forças de uma mola linear [6].

A Fig. 2.3 mostra um diagrama típico da característica estática de resistência ao fechamento de um contactor. Neste diagrama os diversos componentes do esforço à conexão são mostrados. O contactor ao qual o diagrama se refere apresenta um contato auxiliar normalmente fechado, outro contato auxiliar normalmente aberto, três contatos principais e duas molas de retorno.

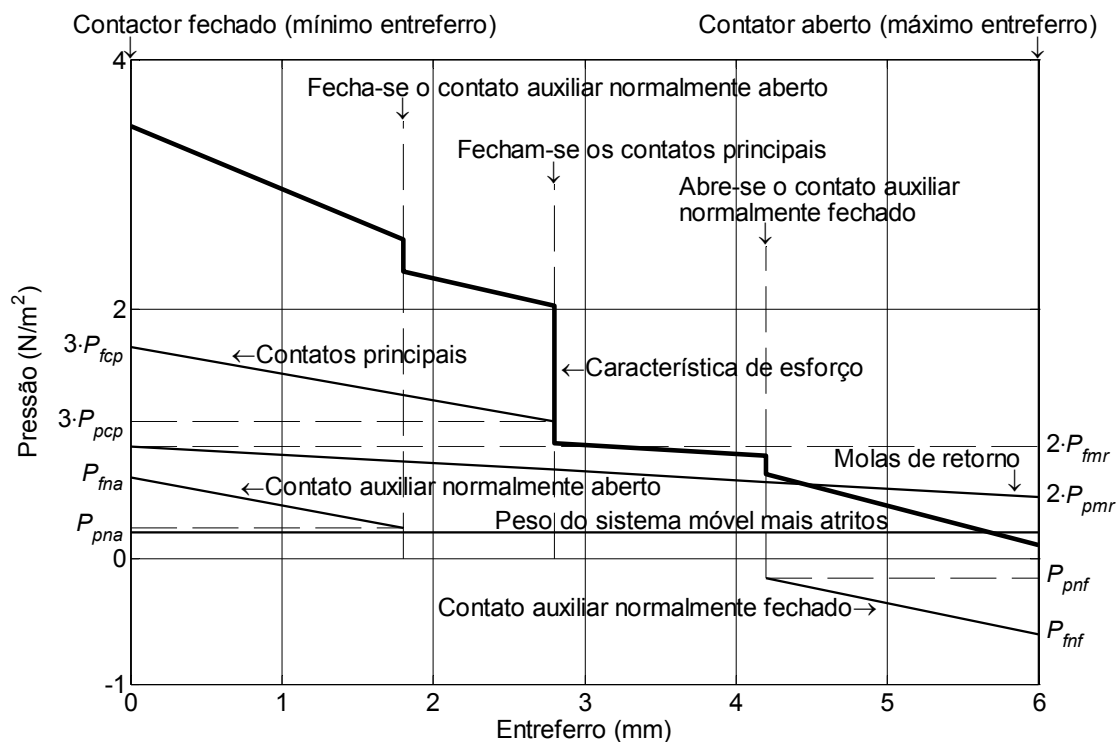


Fig. 2.3 - Característica de esforço à conexão de um contactor [6].

A partir da posição de máximo entreferro, os seguintes esforços devem ser vencidos ao longo do movimento da armadura:

1. **peso da armadura e demais partes solidárias**, assim como os atritos inerentes a estas partes. Esta resistência mecânica tem um valor constante durante toda a trajetória da armadura<sup>2</sup>, logo pode ser representada por uma reta paralela ao eixo das abscissas;
2. **molas de retorno**, que no mesmo instante em que inicia o fechamento encontram-se em sua pressão prévia, e que continuarão sendo comprimidas até alcançar sua pressão final, quando estator e armadura se tocam. Este esforço é representado por uma reta inclinada que, para o entreferro máximo, tem uma ordenada de valor  $2 \cdot P_{pmr}$ , e para o entreferro mínimo oferece uma pressão igual a  $2 \cdot P_{fmr}$ ;

<sup>2</sup> Esta afirmação é válida apenas quando se considera a característica estática de esforço ao fechamento. À medida em que a velocidade das peças móveis aumenta, o atrito dinâmico ou viscoso também aumenta linearmente.

3. **mola do contato auxiliar normalmente fechado**, cuja força atua no mesmo sentido da força do eletroímã. Se se considerar que os esforços a serem vencidos pelo eletroímã são positivos, então o esforço desta mola de contato é negativo, e inicia, para o contactor aberto, em seu valor máximo em módulo ( $P_{fnf}$ ). Em um ponto intermediário da trajetória da armadura o referido contato é aberto, e a mola, bloqueada em seu alojamento por sua pressão prévia ( $P_{pnf}$ ), deixará de atuar sobre o eletroímã;
4. **molas dos contatos principais**, que passam a oferecer resistência ao fechamento no instante em que os contatos se tocam. Como mostra o diagrama, inicialmente as molas estão comprimidas a sua pressão prévia  $3 \cdot P_{pcp}$ , devendo alcançar sua pressão final  $3 \cdot P_{fcp}$  com o completo fechamento do contactor;
5. **mola do contato auxiliar normalmente aberto**, cuja representação gráfica do esforço é a mesma que o caso das molas dos contatos principais, ainda que os valores de pressão inicial ( $P_{pna}$ ) e final ( $P_{fna}$ ) sejam menores devido à menor capacidade de corrente deste contato.

As piores condições de operação, referentes ao fechamento do contactor, são:

- bobina na temperatura máxima especificada, por apresentar, nesta situação, a resistência de enrolamento mais elevada;
- tensão de alimentação de comando no limite inferior, igual a 85% do valor designado [31].

Para estas condições, a força eletromagnética de tração produzida pelo eletroímã é mínima, uma vez que, como será visto na sequência, a força está diretamente ligada à corrente que percorre a bobina. Desta forma, o eletroímã deve ser projetado de tal sorte que, mesmo nas condições supracitadas, a força de tração é superior ao esforço contrário ao fechamento do contactor, para cada posição intermediária da armadura. Na prática, em certos casos, mesmo que a força de tração interseccione o diagrama de esforços em algum ponto correspondente à porção final do deslocamento da armadura — na qual a velocidade da mesma é máxima — a energia cinética adquirida pela armadura é suficiente para concluir o fechamento. Esta característica, denominada característica dinâmica, é, porém, indesejável, por não assegurar total confiabilidade no fechamento do contactor.

### 2.3.2. Circuito magnético

Seja considerado o eletroímã mostrado na Fig. 2.4.

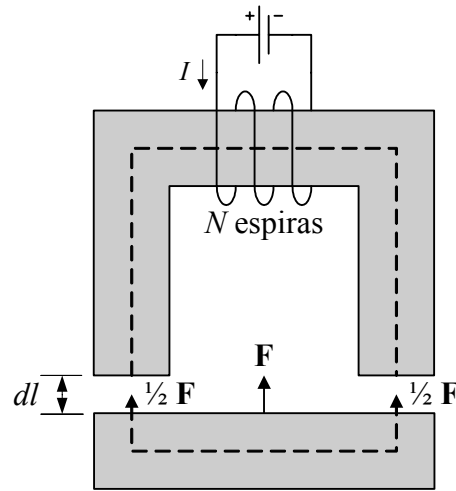


Fig. 2.4 - Eletroímã. [3]

Considere-se que o núcleo é feito de ferro com permeabilidade constante (e desta forma o efeito da saturação é desprezado). A bobina possui  $N$  espiras e conduz uma corrente  $I$ . Se o efeito de frangeamento for ignorado, o campo magnético no entreferro é o mesmo que o campo no núcleo. Para encontrar a força entre as duas peças de ferro, calcula-se a mudança na energia total que resultaria se as duas peças fossem separadas por uma distância diferencial  $dl$  [3]. O trabalho requerido para separar as peças é igual à mudança na energia armazenada no entreferro (assumindo corrente constante), ou seja:

$$-F \cdot dl = dW_m = 2 \cdot \left( \frac{1}{2} \cdot \frac{B^2}{\mu_0} \cdot S \cdot dl \right) \quad (1.1)$$

onde  $S$  é a seção transversal do entreferro, o fator 2 leva em conta os dois entreferros, e o sinal negativo indica que a força age no sentido de reduzir o entreferro (força de atração). Desta forma, tem-se:

$$F = - \frac{B^2 \cdot S}{\mu_0} \quad (1.2)$$

Reforçando a hipótese simplificativa de que o fluxo no entreferro é uniforme, a indução magnética e o fluxo no entreferro estão relacionados por:

$$\phi = \int \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = B \cdot S \quad (1.3)$$

Este fluxo magnético no entreferro é criado pela circulação da corrente  $I$  na bobina. Mas o fluxo concatenado ( $\lambda$ ) pelas  $N$  espiras da bobina e a corrente  $I$  estão relacionados pela indutância  $L$ :

$$L = \frac{\lambda}{I} = \frac{N \cdot \phi}{I} \quad (1.4)$$

Aplicando (1.3) e (1.4) em (1.2), obtém-se:

$$F = -\frac{L^2 \cdot I^2}{\mu_0 \cdot N^2 \cdot S} \quad (1.5)$$

A eq. (1.5) relaciona a força exercida no entreferro e a corrente que circula pela bobina do eletroímã. Esta equação já revela parte da dificuldade de modelizar o comportamento dinâmico de um contactor CC. A força é proporcional ao quadrado da indutância e esta, por sua vez, é função do comprimento do entreferro.

A relutância de um trecho de circuito magnético é dada por:

$$\mathfrak{R} = \frac{l}{\mu \cdot S} \quad (1.6)$$

$l$  é o comprimento do trecho do circuito,  $\mu$  é a permeabilidade magnética e  $S$  é a área da seção transversal do referido trecho. Como a relutância é inversamente proporcional à permeabilidade do material ou meio, pode-se adotar a seguinte simplificação:  $\mathfrak{R}_{ar} \gg \mathfrak{R}_{Fe}$ , pois  $\mu_0 \ll \mu_{Fe}$ . Desta forma, no circuito magnético da Fig. 2.4, as relutâncias das duas peças de ferro serão desprezadas, e apenas a relutância do entreferro será considerada.

O equivalente magnético da lei de Kirchhoff das tensões afirma que:

$$\sum \mathfrak{T} - \sum \mathfrak{R} \cdot \phi = 0 \quad (1.7)$$

Mas  $\mathfrak{T}$  ou a força magnetomotriz é definida por:

$$\mathfrak{T} = N \cdot I \quad (1.8)$$

Aplicando (1.6) e (1.8) em (1.7), e considerando que, na eq. (1.6),  $\mu = \mu_0$  e  $l$  é o comprimento de cada entreferro, tem-se:

$$N \cdot I = \frac{2 \cdot l \cdot \phi}{\mu_0 \cdot S} \quad (1.9)$$

Aplicando (1.4) em (1.9), após algumas manipulações algébricas chega-se a:

$$L = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot S}{2 \cdot l} \quad (1.10)$$

A eq. (1.10) mostra que a indutância da bobina do eletroímã da Fig. 2.4 aumenta à medida que o entreferro diminui, isto é, à medida que a peça inferior aproxima-se da peça superior. Num contactor real este efeito de aumento da indutância da bobina é bastante pronunciado, podendo ser facilmente observado quando a tensão de alimentação de comando é constante. Neste caso, a corrente da bobina, que após um breve crescimento exponencial torna-se constante e limitada pela resistência do enrolamento, sofre uma brusca queda quando do início do movimento da armadura. No instante em que a armadura toca o estator a corrente da bobina praticamente se anula, voltando a crescer até o patamar anterior ao fechamento.

Entretanto, no decorrer do equacionamento mostrado até aqui foram adotadas algumas hipóteses simplificativas que são inválidas no mundo real, a saber:

- o fluxo magnético no entreferro é uniforme: na prática o efeito do frangeamento das linhas de fluxo é bastante evidente, principalmente para grandes entreferros [11];
- o material magnético do qual o estator e a armadura são constituídos não é linear (i.e. não apresenta permeabilidade constante) mas possui uma curva B-H com típico laço de histerese.

### **Anel de curto-circuito [1]**

A eq. (1.5) relaciona a força de atração da armadura de um eletroímã, por entreferro, com a corrente que circula pela bobina. No caso de contactores CA, ou seja, nos contactores em que a tensão de alimentação de comando aplicada à bobina é alternada, a eq. (1.5) mostra que a força de atração não mantém um valor constante (para uma determinada posição da armadura), como ocorre nos contactores CC, mas é pulsante, com o dobro da frequência da tensão de alimentação de comando. Também resulta da referida equação que a força eletromagnética periodicamente se anula, com essa mesma frequência.

Como as forças das molas do contactor se opõem à ação do eletroímã, nos instantes em que a força de atração é nula as molas tendem a separar a armadura do estator. As molas, de fato, não conseguem separar as duas peças, devido à velocidade com a qual a força de tração é restabelecida, mas outrossim provocam repiques e um zumbido característico. A vibração resultante pode danificar as superfícies de contato da armadura e do estator, eventualmente fazendo o entreferro desaparecer, o que por sua vez dificulta a separação das duas peças quando a bobina é desenergizada, por fim reduzindo a vida útil

do contactor. Cabe ressaltar que as pulsações da força de atração só são importantes quando a armadura está em contato com as faces dos pólos do estator, porque só neste caso as vibrações da armadura são transmitidas ao núcleo.

Para evitar estes inconvenientes, montam-se sobre as superfícies de contato do estator anéis ou espiras de curto-circuito, também conhecidos como anéis de sombra. O objetivo desses anéis é dividir cada pólo do eletroímã em duas partes, de tal forma que os fluxos dessas partes estejam defasados entre si.

Do ponto de vista construtivo, a maneira mais conveniente de fabricar os anéis de curto-circuito é cortá-los de um tubo de cobre com o tamanho e a espessura corretos. Porém, também podem consistir em bobinas com diversas espiras de fio de cobre, com seus extremos curto-circuitados ou conectados a um resistor externo. De uma forma ou de outra, o efeito de sombra será o mesmo — provido que tanto a área da espira quanto a razão entre a resistência elétrica do anel e o quadrado do número de espiras também sejam mantidas inalteradas.

Idealmente, a defasagem entre os fluxos deveria ser  $90^\circ$ . Entretanto, para que isto ocorra, a resistência do anel de curto-circuito deve ser nula, o que simplesmente não pode ser conseguido. Mesmo que se tome esta condição como verdadeira, ainda assim o sombreamento ideal seria impossível, uma vez que o fluxo produzido pelo anel se aproxima de zero quando sua resistência tende a se anular. Isto é necessário porque os Ampères-espira da bobina de sombra devem permanecer finitos e, desta forma, no limite, a tensão induzida deve ser nula para que a corrente seja finita.

Seja considerada a Fig. 2.5.  $\phi_1$  e  $\phi_2$  são, respectivamente, os fluxos passando pelas porções não sombreada e sombreada do pólo, incluindo todo o fluxo frangeado efetivo.  $\phi_2$ , o fluxo resultante pela espira de sombra, estará atrasado de  $\phi_1$ , como mostra a Fig. 2.6. A tensão  $e$ , induzida na espira por  $\phi_2$ , estará atrasada deste último em  $90^\circ$ , mas a corrente  $I$  da espira estará em fase com  $e$ , porque  $\phi_2$  é o fluxo concatenado com a bobina enquanto  $I$  circula. Assim sendo,  $I$  circula apenas pela resistência da bobina de sombra.  $\alpha$  é o ângulo pelo qual  $\phi_2$  está atrasado de  $\phi_1$ .



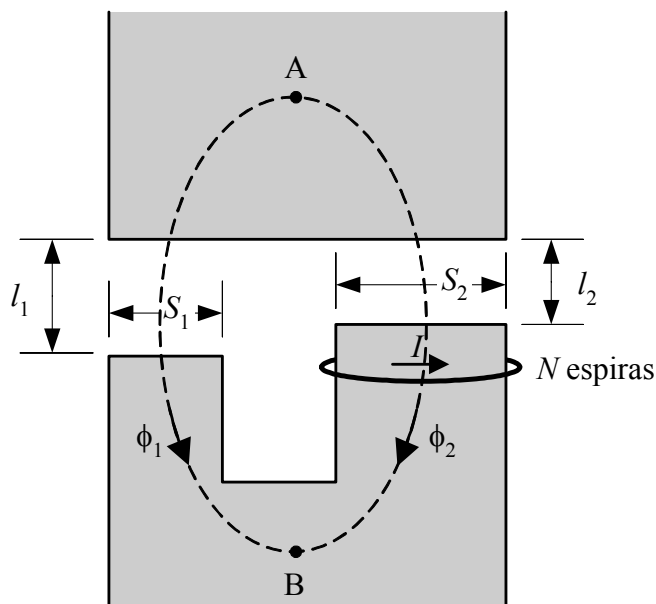


Fig. 2.5 - Circuito magnético de um eletroímã, na região da face do pólo sombreado. [1]

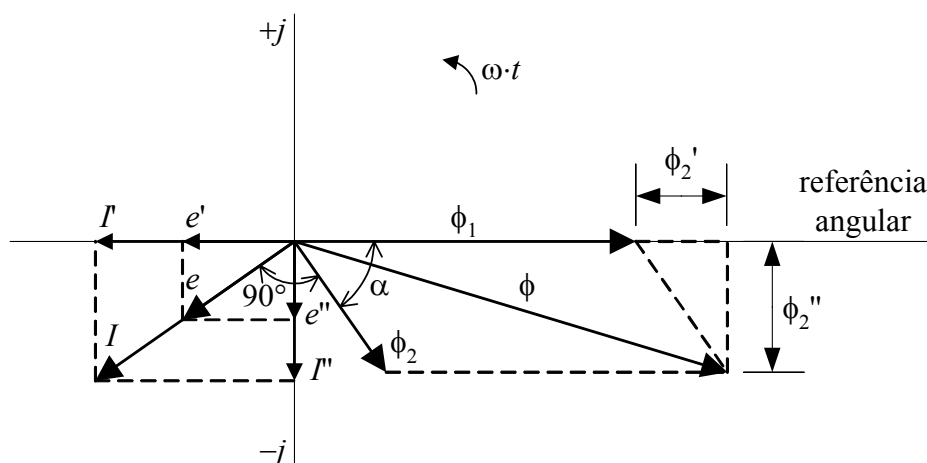


Fig. 2.6 - Diagrama fasorial dos fluxos e da tensão e corrente induzidas na espira de sombra, para uma face do pólo. [1]

Observando-se novamente a Fig. 2.5 nota-se dois caminhos entre os pontos A e B (linhas tracejadas). A força magnetomotriz entre A e B deve ser a mesma, quer seja tomado o caminho à esquerda, quer seja tomado o caminho à direita. Empregando mais uma vez a eq. (1.7), deriva-se a seguinte equação fasorial:

$$\bar{\phi}_1 \cdot \mathcal{R}_1 = \bar{\phi}_2 \cdot \mathcal{R}_2 - N \cdot \bar{I} \quad (1.11)$$

O sinal negativo à frente do termo  $N \cdot \bar{I}$  decorre do fato de que, na Fig. 2.5, o fluxo que tenderia a ser produzido pela circulação da corrente  $I$  tem o sentido contrário ao do fluxo  $\phi_2$ .

Decompondo os fasores da eq. (1.11) nas suas partes reais e imaginárias, tem-se, respectivamente:

$$\phi_1 \cdot \Re_1 = \phi_2' \cdot \Re_2 - N \cdot I' \quad (1.12)$$

$$0 = \phi_2'' \cdot \Re_2 - N \cdot I'' \quad (1.13)$$

onde:

$$\phi_2' = \phi_2 \cdot \cos(\alpha) \quad (1.14)$$

$$\phi_2'' = -\phi_2 \cdot \sin(\alpha)$$

$$I' = I \cdot \cos(90^\circ + \alpha) \quad (1.15)$$

$$I'' = -I \cdot \sin(90^\circ + \alpha)$$

Nas equações (1.14) e (1.15),  $\alpha$  é tomado como ângulo positivo. A componente em fase da corrente da bobina,  $I'$ , pode ser obtida a partir da componente em quadratura do fluxo na bobina (lei da indução de Faraday):

$$\bar{e} = N \cdot \frac{d\bar{\phi}_2}{dt} \quad (1.16)$$

$$\bar{e} = \omega \cdot N \cdot \phi_2 \angle (-90^\circ - \alpha) \quad (1.17)$$

$$e' = \omega \cdot N \cdot \phi_2 \cdot \cos(-90^\circ - \alpha) \quad (1.18)$$

Mas:

$$\cos(-90^\circ - \alpha) = -\sin(\alpha) \quad (1.19)$$

Logo:

$$e' = -\omega \cdot N \cdot \phi_2 \cdot \sin(\alpha) = \omega \cdot N \cdot \phi_2'' \quad (1.20)$$

Então:

$$I' = \frac{e'}{r} = \frac{\omega \cdot N \cdot \phi_2''}{r} \quad (1.21)$$

Substituindo (1.21) em (1.12), tem-se:

$$\phi_1 \cdot \Re_1 = \phi_2' \cdot \Re_2 - \frac{\omega \cdot N^2 \cdot \phi_2''}{r} \quad (1.22)$$

A indutância  $L$  do anel de curto-circuito pode ser relacionada com a relutância  $\mathfrak{R}_2$  do entreferro sobre a porção sombreada do pólo (assumindo-se mais uma vez que a relutância do núcleo é desprezível frente à relutância do entreferro), mediante a aplicação das equações (1.6) e (1.10), ligeiramente modificadas:

$$\mathfrak{R}_2 = \frac{l_2}{\mu_0 \cdot S_2} \quad (1.23)$$

$$L = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot S_2}{l_2} \quad (1.24)$$

Aplicando (1.23) em (1.24):

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}_2} \quad (1.25)$$

Definindo  $K$  como a razão entre a reatância e a resistência do anel de curto-circuito, tem-se:

$$K = \frac{\omega \cdot N^2}{\mathfrak{R}_2 \cdot r} \quad (1.26)$$

Substituindo (1.26) em (1.22) obtém-se:

$$\phi_1 \cdot \frac{\mathfrak{R}_1}{\mathfrak{R}_2} = \phi_2' - K \cdot \phi_2'' \quad (1.27)$$

A componente em quadratura da corrente,  $I''$ , pode ser obtida a partir da componente em fase do fluxo na bobina:

$$e'' = \omega \cdot N \cdot \phi_2 \cdot \sin(-90^\circ - \alpha) \quad (1.28)$$

Mas:

$$\sin(-90^\circ - \alpha) = -\cos(\alpha) \quad (1.29)$$

Logo:

$$e'' = -\omega \cdot N \cdot \phi_2 \cdot \cos(\alpha) = -\omega \cdot N \cdot \phi_2' \quad (1.30)$$

Então:

$$I'' = \frac{e''}{r} = \frac{-\omega \cdot N \cdot \phi_2'}{r} \quad (1.31)$$

Substituindo (1.31) e (1.26) em (1.13), tem-se:

$$-K \cdot \phi_2' = \phi_2'' \quad (1.32)$$

Aplicando (1.32) em (1.27), pode-se obter as componentes real e imaginária do fluxo no pólo sombreado:

$$\phi_2' = \phi_1 \cdot \frac{1}{1+K^2} \cdot \frac{\Re_1}{\Re_2} \quad (1.33)$$

$$\phi_2'' = -\phi_1 \cdot \frac{K}{1+K^2} \cdot \frac{\Re_1}{\Re_2} \quad (1.34)$$

Como:

$$\phi_2 = \sqrt{(\phi_2')^2 + (\phi_2'')^2} \quad (1.35)$$

Pode-se combinar (1.33) e (1.34) para se obter:

$$\frac{\phi_2}{\phi_1} = \frac{\Re_1}{\Re_2} \cdot \frac{1}{\sqrt{K^2+1}} \quad (1.36)$$

O ângulo  $\alpha$  de defasagem entre o fluxo na parte não sombreada do pólo e o fluxo na parte sombreada é dado por:

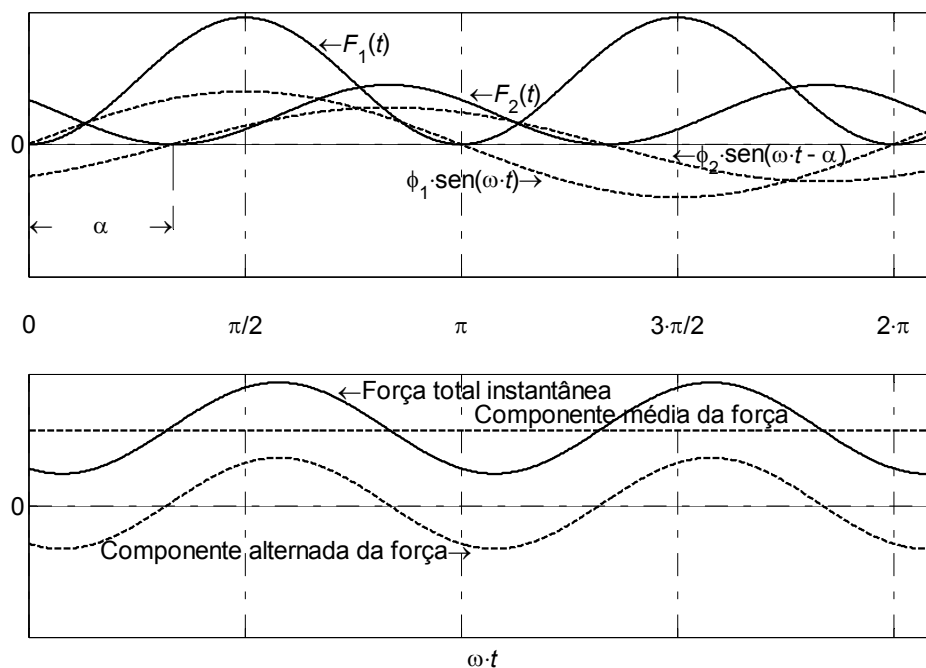
$$\alpha = \arctan\left(\frac{\phi_2''}{\phi_2'}\right) = \arctan K \quad (1.37)$$

onde o sinal negativo foi omitido para evitar confusão, sabendo-se que o fluxo  $\Psi_2$  está atrasado do fluxo  $\Psi_1$ .

Agora que as amplitudes e os ângulos das duas componentes do fluxo total que circula através de um dos pólos do eletroímã são conhecidos, a força eletromagnética de tração exercida em cada pólo pode ser determinada a partir das expressões (1.2) e (1.3):

$$F = -[F_1(t) + F_2(t)] = -\left[\frac{\phi_1^2 \sin^2(\omega \cdot t)}{2 \cdot \mu_0 \cdot S_1} + \frac{\phi_2^2 \sin^2(\omega \cdot t - \alpha)}{2 \cdot \mu_0 \cdot S_2}\right] \quad (1.38)$$

A Fig. 2.7 mostra as formas de onda da força eletromagnética total e das suas componentes, atestando que, graças ao anel de curto-circuito, o valor mínimo da força total não é mais nulo. Este texto não entrará em maiores detalhes a respeito do projeto otimizado de um anel de curto-circuito, mas cabe mencionar que o projeto deve ser tal que este valor mínimo da força de tração é superior à força total exercida pelas diversas molas do contactor quando a armadura está tocando o estator.



$$\text{Nota: } F_1(t) = \frac{\phi_1^2 \sin^2(\omega \cdot t)}{2 \cdot \mu_0 \cdot S_1}; \quad F_2(t) = \frac{\phi_2^2 \sin^2(\omega \cdot t - \alpha)}{2 \cdot \mu_0 \cdot S_2}.$$

Fig. 2.7 - Formas de onda da força total de tração de um pólo sombreado e suas componentes.

### Entreferro permanente

Os materiais magnéticos mais apropriados para a construção do estator e da armadura de contactores são aqueles que apresentam alta permeabilidade magnética inicial e efeito residual (densidade de fluxo remanente) reduzido. Exemplos destes materiais são as ligas de ferro-níquel e de ferro-cobalto.

Nos contactores, a força residual produzida pela intensidade coercitiva do material é importante. O magnetismo remanente pode ser suficiente para manter o contactor fechado, mesmo quando a bobina deixa de ser excitada. Mesmo em corrente alternada, é impossível fixar o instante de extinção da corrente da bobina exatamente nos pontos da curva B-H correspondentes à densidade de fluxo nula. Por este motivo, o estator (e/ou a armadura) é construído de tal forma que, quando o contactor encontra-se fechado, haja um entreferro permanente. A presença do entreferro garante que, mesmo quando o contactor está fechado, a relutância do circuito magnético é suficientemente alta para limitar a densidade de fluxo no núcleo, de tal maneira que, ao se desligar a bobina, o magnetismo remanente é insuficiente para reter a armadura.

### 2.3.3. Extintores de arco

Os fenômenos associados à formação dos arcos de ruptura são bastante complexos e seu estudo, por si só, já constitui uma ciência. Vale ressaltar que a formação de arcos pode ocorrer tanto no fechamento quanto na abertura do contactor ([10], [16]), mas o enfoque será voltado apenas para os fenômenos associados à abertura dos contatos, que justificam a presença das estruturas de extinção dos arcos nos contactores.

Quando se inicia a abertura do contactor, a pressão entre os contatos principais (fixos e móveis) diminui. Com isso, aumenta a resistência de contato e, por tabela, a queda de tensão. Também aumenta a temperatura na zona de contato, de tal maneira que se forma uma ponte de metal fundido entre o contato fixo e o contato móvel. Como os contatos continuam a se separar, esta ponte é estirada, e aumenta a vaporização do metal e a ionização do espaço entre os contatos, o que favorece a formação de um arco elétrico entre os dois contatos, que atuam como eletrodos. O eletrodo positivo é conhecido como anodo, e o eletrodo negativo é o catodo. O sentido da corrente (a ser interrompida com a abertura dos contatos) é então definido como sendo do anodo para o catodo.

Ao medir-se a queda de tensão entre os diferentes pontos compreendidos entre o contato móvel e o contato fixo, observar-se-á três zonas ou regiões distintas:

- zonas anteriores ao anodo e posteriores ao catodo, nas quais a queda de tensão ocorre nos componentes metálicos dos contatos e, portanto, obedece à lei de Ohm;
- zonas imediatamente adjacentes ao anodo e ao catodo, nas quais a queda de tensão representa o esforço para arrancar os elétrons do catodo por efeito termoiônico. Como este esforço depende somente do material que constitui o contato que age como catodo, sua magnitude praticamente independe da corrente que circula pelos contatos;
- zona do arco propriamente dita, ou seja, a queda de tensão ao longo da zona ionizada compreendida entre os dois eletrodos. Esta queda de tensão depende essencialmente da distância entre os eletrodos e do gradiente de tensão, que por sua vez é função das condições do ambiente (vapores metálicos, umidade e pressão) e da temperatura da zona ionizada.

Em um contactor, o arco de ruptura deve extinguir-se rapidamente para evitar o desgaste dos contatos. Para tanto, recorre-se a dois procedimentos:

- aumentar as quedas de tensão nos eletrodos. Entretanto, na prática, essas quedas diferem muito pouco para os materiais usados nos contactores, de forma que o usual é subdividir o arco em arcos menores, com o que se multiplicam as quedas de tensão anódicas e catódicas;
- aumentar a resistência elétrica do próprio arco, ou seja, a queda de tensão através da zona ionizada. Para isto, provoca-se um alargamento do arco, ou seja, um aumento no seu comprimento, o que, para um mesmo gradiente de tensão, aumenta a tensão necessária para que o arco se mantenha. Simultaneamente a essa ação de alargamento do arco pode-se provocar também um resfriamento, ou pelo deslocamento do arco, ou pela presença de elementos refrigerantes. Com o resfriamento, o gradiente de tensão do meio aumenta, assim como a tensão necessária para manter o arco.

O arco de ruptura que se forma quando os contatos principais de um contactor são abertos pode ser dividido quando se dispõe de um determinado número de contatos em série que interrompem a corrente simultaneamente. Como este procedimento implica em dificuldades construtivas, a maioria dos fabricantes limita-se a dois pontos de ruptura direta, a partir dos quais se obtém os **contactores de dupla ruptura**.

Outras vezes, sobretudo em combinação com dispositivos de alargamento do arco, dispõe-se de uma série de elementos suplementares que subdividem o arco, uma vez estando formado. Estes elementos consistem em peças metálicas situadas no caminho de expansão do arco de forma que, ao alcançá-las, o arco principal se subdivide em outros arcos de ruptura menores e, portanto, mais fáceis de serem extintos. Neste caso, aproveita-se a mobilidade natural do arco elétrico: quando o arco salta entre dois condutores, tende a deslocar-se no sentido de aumentar a superfície englobada.

## 2.4. Normatização

A norma internacional que se aplica aos contactores é a IEC 60947-4-1 [31], estando as disposições e definições gerais contidas na norma IEC 60947-1 [30]. Primeiramente, serão apresentados algumas definições e termos extraídos das normas:

- **tensão designada<sup>3</sup> de operação ( $U_e$ )**: é o valor de tensão que, combinado com a corrente designada de operação, determina a aplicação do equipamento e ao qual se referem os testes relevantes e categorias de utilização. Para equipamentos com um pólo, a tensão designada de operação é geralmente definida como a tensão sobre o pólo; no caso de equipamentos de vários pólos, é usualmente definida como a tensão entre fases (i.e. tensão de linha);
- **tensão designada de isolamento ( $U_i$ )**: é o valor de tensão ao qual os testes dielétricos e as distâncias de isolamento são referidos. Em nenhum caso o máximo valor da tensão designada de operação deve exceder a tensão designada de isolamento;
- **corrente térmica convencional ao ar livre ( $I_{th}$ )**: é o valor máximo da corrente de teste a ser usada para testes de elevação de temperatura de equipamentos não enclausurados, ao ar livre. Por “ar livre” entende-se o ar sob condições normais em ambientes internos, razoavelmente livres de correntes de ar e radiação externa;
- **corrente designada de operação ( $I_e$ )**: especificada pelo fabricante, leva em consideração a tensão designada de operação, a corrente térmica convencional ao ar livre, a frequência designada, a razão designada de trabalho e a categoria de utilização;
- **frequência designada**: é a frequência da alimentação para a qual o equipamento é projetado e à qual correspondem os outros valores característicos. A um mesmo equipamento pode ser associado um número ou uma faixa de frequências designadas, ou o equipamento pode ser especificado tanto para CA como para CC;

---

<sup>3</sup> O termo “designado” é uma tradução de “*rated*”, encontrado no texto original da norma IEC em inglês, ou ainda de “*assigné*”, empregado na versão francesa da norma. A norma IEC 60947-1, inclusive, faz a distinção entre “valor designado” e “valor nominal”.



- **cargas de trabalho:** as cargas de trabalho consideradas normais são:
  - **carga de oito horas:** na qual os contatos principais de um equipamento permanecem fechados e conduzindo uma corrente constante por tempo suficiente para o equipamento atingir equilíbrio térmico mas que não seja superior a oito horas ininterruptas;
  - **carga ininterrupta:** operação na qual os contatos principais permanecem fechados, conduzindo uma corrente constante, sem interrupção, por períodos superiores a oito horas (semanas, meses, ou até anos);
  - **carga periódica intermitente ou carga intermitente:** uma carga de trabalho com períodos com carga, nos quais os contatos principais permanecem fechados, apresentando uma razão definida em relação aos períodos sem carga, sendo ambos os períodos curtos demais para permitir ao equipamento atingir o equilíbrio térmico. Esta carga de trabalho é caracterizada pelo valor da corrente, pela duração do intervalo de condução e pelo fator de carga, que é a razão entre o último e o período total. De acordo com o número de ciclos de operação<sup>4</sup> por hora que os equipamentos são capazes de realizar, os mesmos são divididos em classes. Exemplo: uma carga intermitente consistindo em uma condução de 100A de corrente por 2 minutos a cada 5 minutos pode ser declarada como 100A, classe 12, 40%. “Classe 12” quer dizer “12 ciclos de operação por hora”, e uma vez que o período total é de 5 minutos, a carga de trabalho é de 40%. Para contactores as classes preferidas de carga intermitente são: 1, 3, 12, 30, 120, 300 e 1.200 (operações por hora).

---

<sup>4</sup> Um ciclo de operação é um ciclo de trabalho completo, englobando uma operação de fechamento e uma operação de abertura.

- **carga temporária:** operação na qual os contatos principais permanecem fechados por períodos insuficientes para permitir que o equipamento alcance o equilíbrio térmico, sendo os períodos sem carga de duração suficiente para restaurar o equilíbrio de temperatura com o meio refrigerante;
- **carga periódica:** um tipo de carga de trabalho na qual a operação, quer seja sob carga constante ou variável, é repetida regularmente.

A IEC 60947-4-1 também define as categorias de utilização consideradas padrão para os contactores. Estas categorias são mostradas na Tabela 2-1.

Tabela 2-1 - Categorias de utilização de contactores [31].

Tipo de corrente	Categorias de utilização	Aplicações típicas
CA	AC-1	Cargas não indutivas ou ligeiramente indutivas; fornos resistivos
	AC-2	Motores com anéis coletores: partida; desligamento
	AC-3	Motores de gaiola: partida; desligamento de motores durante o funcionamento
	AC-4	Motores de gaiola: partida; parada ou reversão rápidas pela inversão das conexões primárias durante o funcionamento do motor; energização única ou repetitiva do motor por curtos períodos de tempo, para obtenção de pequenos movimentos do mecanismo sendo acionado
	AC-5a	Comutação de controles de lâmpadas de descarga elétrica
	AC-5b	Comutação de lâmpadas incandescentes
	AC-6a	Comutação de transformadores
	AC-6b	Comutação de bancos de capacitores
	AC-7a	Cargas levemente indutivas em eletrodomésticos ou aplicações similares
	AC-7b	Motores para aplicações em eletrodomésticos
	AC-8a	Compressores para refrigeração com rearme manual de proteções de sobrecarga
	AC-8b	Compressores para refrigeração com rearme automático de proteções de sobrecarga
CC	DC-1	Cargas não indutivas ou ligeiramente indutivas; fornos resistivos
	DC-3	Motores <i>shunt</i> : partida; parada ou reversão rápidas pela inversão das conexões primárias durante o funcionamento do motor; energização única ou repetitiva do motor por curtos períodos de tempo, para obtenção de pequenos movimentos do mecanismo sendo acionado; frenagem dinâmica de motores CC
	DC-5	Motores série: partida; parada ou reversão rápidas pela inversão das conexões primárias durante o funcionamento do motor; energização única ou repetitiva do motor por curtos períodos de tempo, para obtenção de pequenos movimentos do mecanismo sendo acionado; frenagem dinâmica de motores CC
	DC-6	Comutação de lâmpadas incandescentes

A categoria AC-3 pode ser ocasionalmente utilizada para parada ou reversão rápidas pela inversão das conexões primárias durante o funcionamento do motor, ou para energização única ou repetitiva do motor por curtos períodos de tempo, para obtenção de pequenos movimentos do mecanismo sendo acionado. Entretanto, pode ser utilizada para este fim apenas por curtos períodos de tempo, como no caso de ajuste de maquinário. Durante estes curtos períodos de tempo, o número de operações não deve exceder cinco por minuto ou mais de 10 em um intervalo de 10 minutos.

Cada categoria de utilização é caracterizada por valores de corrente, tensão, fator de potência ou constante de tempo e outros dados presentes na Tabela 2-2, e por condições de teste especificadas na norma. Desta forma, para contactores definidos pela sua categoria de utilização, torna-se desnecessário especificar separadamente as capacidades designadas de estabelecimento e interrupção de correntes, uma vez que estes valores dependem diretamente da categoria de utilização. A tensão para todas as categorias de utilização é a tensão designada de operação do contactor.

A Tabela 2-2, juntamente com a Tabela 2-3 e a Tabela 2-4, apresentam as capacidades de estabelecimento e interrupção da corrente, de acordo com a categoria de utilização do contactor. Estas capacidades referem-se ao funcionamento ocasional do contactor, visto que o número de ciclos de operação de teste exigido pela norma é 50.

Tabela 2-2 - Capacidades de estabelecimento e interrupção, de acordo com a categoria de utilização (funcionamento ocasional) [31], [32].

Categoria de utilização	Condições de estabelecimento e interrupção					
	$I_c/I_e$	$U_r/U_e$	$\cos \phi$	Tempo de ligação <sup>2)</sup> (s)	Tempo de desligamento (s)	Número de ciclos de operação
AC-1	1,5	1,05	0,8	0,05	<sup>6)</sup>	50
AC-2	4,0 <sup>8)</sup>	1,05	0,65 <sup>8)</sup>	0,05	<sup>6)</sup>	50
AC-3 <sup>9)</sup>	8,0	1,05	<sup>1)</sup>	0,05	<sup>6)</sup>	50
AC-4 <sup>9)</sup>	10,0	1,05	<sup>1)</sup>	0,05	<sup>6)</sup>	50
AC-5a	3,0	1,05	0,45	0,05	<sup>6)</sup>	50
AC-5b	1,5 <sup>3)</sup>	1,05	<sup>3)</sup>	0,05	60	50
AC-6a	<sup>10)</sup>					
AC-6b	<sup>5)</sup>					
AC-8a	6,0	1,05	<sup>1)</sup>	0,05	<sup>6)</sup>	50
AC-8b	6,0	1,05	<sup>1)</sup>	0,05	<sup>6)</sup>	50
			— L/R (ms)			
DC-1	1,5	1,05	1,0	0,05	<sup>6)</sup>	50 <sup>4)</sup>
DC-3	4,0	1,05	2,5	0,05	<sup>6)</sup>	50 <sup>4)</sup>
DC-5	4,0	1,05	15,0	0,05	<sup>6)</sup>	50 <sup>4)</sup>
DC-6	1,5 <sup>3)</sup>	1,05	<sup>3)</sup>	0,05	60	50 <sup>4)</sup>

Categoria de utilização	Condições de estabelecimento <sup>9)</sup>					
	$I/I_e$	$U/U_e$	$\cos \phi$	Tempo de ligação <sup>2)</sup> (s)	Tempo de desligamento (s)	Número de ciclos de operação
AC-3	10	1,05 <sup>7)</sup>	1)	0,05	10	50
AC-4	12	1,05 <sup>7)</sup>	1)	0,05	10	50
$I$	= corrente estabelecida. A corrente estabelecida é expressa em valores eficazes CC ou CA simétricos mas é entendido que, para CA, o valor real de pico durante a operação de estabelecimento pode assumir um valor maior que o valor de pico simétrico					
$I_e$	= corrente estabelecida e interrompida, expressa em valores eficazes CC ou CA simétricos					
$I_e$	= corrente designada de operação					
$U$	= tensão aplicada					
$U_r$	= tensão de recuperação na frequência industrial ou em corrente contínua. A tensão de recuperação é definida como a tensão que surge entre os terminais de um pólo de um dispositivo de comutação após a interrupção da corrente. No contexto em que o termo é aqui empregado, refere-se à tensão de recuperação após a cessão dos transientes de tensão. Ainda, no caso de CC, refere-se ao valor médio quando da presença de ondulações					
$U_e$	= tensão designada de operação					
$\cos \phi$	= fator de potência do circuito de teste					
L/R	= constante de tempo do circuito de teste					
1)	$\cos \phi = 0,45$ para $I_e \leq 100A$ ; $0,35$ para $I_e > 100A$ .					
2)	O tempo pode ser menor do que 0,05s, providenciado que os contatos fiquem apropriadamente assentados antes da reabertura.					
3)	Testes devem ser realizados com uma carga de lâmpadas incandescentes.					
4)	25 ciclos de operação com uma polaridade e 25 ciclos de operação com a polaridade reversa.					
5)	Valores para cargas capacitivas podem ser derivados de testes de comutação de capacitores ou firmados à base da experiência e prática estabelecidas. Como um guia, é possível se referir às equações dadas na Tabela 2-4. Estas equações não levam em consideração os efeitos térmicos devidos às harmônicas de corrente, e os valores obtidos devem, conseqüentemente, considerar a elevação de temperatura.					
6)	Ver Tabela 2-3.					
7)	Para $U/U_e$ , uma tolerância de $\pm 20\%$ é aceitável.					
8)	Os valores mostrados são para contactores de estator. Para contactores de rotor, o teste deve ser feito com uma corrente quatro vezes maior que a corrente designada de operação do rotor e um fator de potência de 0,95.					
9)	As condições de estabelecimento para as categorias de utilização AC-3 e AC-4 também devem ser verificadas. A verificação pode ser feita durante o teste de estabelecimento e interrupção; neste caso, os múltiplos de corrente para o estabelecimento devem ser os mostrados para $I/I_e$ e, para a interrupção, os mostrados para $I_e/I_e$ . 25 ciclos de operação devem ser feitos com uma tensão de alimentação de comando igual a 110% do valor designado $U_s$ e os demais 25 com uma tensão de alimentação de comando em 85% de $U_s$ . Os tempos pelos quais o contactor deve ser desligado são obtidos da Tabela 2-3.					
10)	O fabricante deve verificar os valores para a categoria de utilização AC-6a realizando testes com um transformador, ou obtendo-os a partir dos valores para AC-3 de acordo com a Tabela 2-4.					

Tabela 2-3 - Relação entre a corrente interrompida  $I_c$  e o tempo de desligamento para verificação das capacidades de estabelecimento e interrupção [31].

Corrente interrompida $I_c$ (A)	Tempo de desligamento (s)
$I_c \leq 100$	10
$100 < I_c \leq 200$	20
$200 < I_c \leq 300$	30
$300 < I_c \leq 400$	40
$400 < I_c \leq 600$	60
$600 < I_c \leq 800$	80
$800 < I_c \leq 1.000$	100
$1.000 < I_c \leq 1.300$	140
$1.300 < I_c \leq 1.600$	180
$1.600 < I_c$	240

Tabela 2-4 - Determinação da corrente de operação para as categorias de utilização AC-6a e AC-6b quando derivada dos valores para a categoria de utilização AC-3 [31].

Corrente designada de operação	Determinação a partir da corrente de estabelecimento para a categoria de utilização AC-3
$I_e$ (AC-6a) para comutação de transformadores com picos de corrente de partida de não mais do que 30 vezes o pico da corrente designada	$0,45 I_e$ (AC-3)
$I_e$ (AC-6b) para comutação de um único banco de capacitores em circuitos apresentando uma corrente de curto circuito $i_k$ no local do banco de capacitores	$i_k = \frac{x^2}{(x-1)^2} \text{ com}$ $x = 13,3 \cdot \frac{I_e \text{ (AC-3)}}{i_k} \text{ e para}$ $i_k > 205 \cdot I_e \text{ (AC-3)}$
<p>A expressão para a corrente de operação <math>I_e</math> (AC-6b) provém da equação para o maior pico de corrente de partida:</p> $I_{pmax} = \frac{U_e \cdot \sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1 + \sqrt{\frac{X_c}{X_L}}}{X_L - X_c}$ <p>onde:  <math>U_e</math> é a tensão designada de operação;  <math>X_L</math> é a impedância de curto circuito do circuito;  <math>X_c</math> é a reatância do banco capacitivo.            Esta equação é válida sob a condição de que a capacitância no lado da fonte do contactor pode ser desprezada, e que não há carga inicial nos capacitores.</p>	

Por sua vez, a Tabela 2-5 mostra as capacidades de estabelecimento e interrupção da corrente, de acordo com a categoria de utilização, mas agora considerando o funcionamento normal do contactor.

Tabela 2-5 - Capacidades de estabelecimento e interrupção, de acordo com a categoria de utilização (funcionamento normal) [31], [32].

Categoria de utilização	Condições de estabelecimento e interrupção					
	$I_c/I_e$	$U_r/U_e$	$\cos \phi$	Tempo de ligação <sup>2)</sup> (s)	Tempo de desligamento (s)	Número de ciclos de operação
AC-1	1,0	1,05	0,80	0,05	3)	6.000 <sup>11)</sup>
AC-2	2,0	1,05	0,65	0,05	3)	6.000 <sup>11)</sup>
AC-3	2,0	1,05	1)	0,05	3)	6.000 <sup>11)</sup>
AC-4	6,0	1,05	1)	0,05	3)	6.000 <sup>11)</sup>
AC-5a	2,0	1,05	0,45	0,05	3)	6.000 <sup>11)</sup>
AC-5b	1,0 <sup>7)</sup>	1,05	7)	0,05	4)	6.000 <sup>11)</sup>
AC-6				9)		
AC-8a	1,0	1,05	0,80	0,05	3)	30.000
AC-8b <sup>10)</sup>	6,0	1,05	0,35	1	5)	5.900
				10	6)	100
			— L/R (ms)			
DC-1	1,0	1,05	1,0	0,05	3)	6.000 <sup>8)</sup>
DC-3	2,5	1,05	2,0	0,05	3)	6.000 <sup>8)</sup>
DC-5	2,5	1,05	7,5	0,05	3)	6.000 <sup>8)</sup>
DC-6	1,0 <sup>7)</sup>	1,05	7)	0,05	4)	6.000 <sup>8)</sup>
$I_c$ = corrente estabelecida e interrompida. Exceto para as categorias AC-5b, AC-6 ou DC-6, a corrente estabelecida é expressa em valores eficazes CC ou CA simétricos, mas é entendido que, para CA, o valor real de pico durante a operação de estabelecimento pode assumir um valor maior que o valor de pico simétrico $I_e$ = corrente designada de operação $U_r$ = tensão de recuperação na frequência industrial ou em corrente contínua $U_e$ = tensão designada de operação $\cos \phi$ = fator de potência do circuito de teste L/R = constante de tempo do circuito de teste						
1)	$\cos \phi = 0,45$ para $I_e \leq 100A$ ; $0,35$ para $I_e > 100A$ .					
2)	O tempo pode ser menor do que 0,05s, providenciado que os contatos fiquem apropriadamente assentados antes da reabertura.					
3)	Estes tempos de desligamento não devem ser maiores que os tempos especificados na Tabela 2-3.					
4)	Tempo de desligamento é de 60s.					
5)	Tempo de desligamento é de 9s.					
6)	Tempo de desligamento é de 90s.					
7)	Testes devem ser realizados com uma carga de lâmpadas incandescentes.					
8)	3.000 ciclos de operação com uma polaridade e 3.000 ciclos de operação com a polaridade reversa.					
9)	Sob consideração.					
10)	Testes para a categoria AC-8b devem ser acompanhados pelos testes para a categoria AC-8a. Os testes podem ser feitos em amostras diferentes.					
11)	Para dispositivos operados manualmente, o número de ciclos de operação deve ser de 1.000 com carga, seguidos de 5.000 sem carga.					

Em relação aos circuitos de controle, a norma IEC 60947-4-1, em sua última emenda [33], define como características dos circuitos de controle eletrônicos:

- tipo de corrente (CC, CA);
- consumo de potência;
- frequência designada, se CA;
- tensão designada do circuito de comando  $U_c$  (natureza: CC, CA);
- tensão designada de alimentação de comando  $U_s$  (natureza: CC, CA);
- natureza dos dispositivos externos do circuito de comando (contatos, sensores, optoacopladores, componentes eletrônicos ativos, etc.).

É feita a distinção entre a tensão do circuito de comando  $U_c$ , que é a tensão que aparece entre os contatos auxiliares normalmente abertos no circuito de comando, e a tensão de alimentação de comando  $U_s$ , que é a tensão aplicada para energizar os terminais de alimentação do equipamento do circuito de comando e pode ser diferente de  $U_c$  devido à presença de transformadores embutidos, retificadores, resistores, circuitos eletrônicos, etc.

A norma IEC 60947-4-1 também define os limites de operação de contactores eletromagnéticos com controle eletrônico do eletroímã. Segundo a norma atualizada, contactores eletromagnéticos devem fechar satisfatoriamente com qualquer valor entre 85% e 110% do seu valor de tensão designada de alimentação de comando  $U_s$ . Quando uma faixa de tensões de alimentação de comando é declarada, 85% devem ser aplicados ao menor valor, e 110% ao maior valor.

Os limites entre os quais o contactor deve abrir por completo são:

- para CC: 75% a 10% do seu valor de tensão designada de alimentação de comando  $U_s$ ;
- para CA: 75% a 20% do seu valor de tensão designada de alimentação de comando  $U_s$ ;
- para CA: 75% a 10% do seu valor de tensão designada de alimentação de comando  $U_s$  se assim especificado pelo fabricante;
- para CA, quando uma faixa de valores for declarada com limites entre 75% a 10% do seu valor de tensão designada de alimentação de comando  $U_s$ , o contactor deve, ainda, ser submetido ao teste de descarga capacitiva descrito a seguir.

Quando uma faixa é declarada, 20% ou 10%, qualquer que seja o caso, deve ser aplicado ao maior valor, e 75% ao menor valor.

Para o teste de descarga capacitiva, um capacitor  $C$  deve ser inserido em série com a fonte de alimentação de comando  $U_s$ , não devendo o comprimento total dos condutores de conexão ser maior do que 3m. O capacitor é curto circuitado por um interruptor de impedância desprezível. A tensão de alimentação de comando é então ajustada para 110% do valor designado  $U_s$ . Deve ser verificado que o contactor abre quando o interruptor é mudado para a posição de aberto.

O valor do capacitor deve ser:

$$C \text{ (nF)} = 30 + \frac{200.000}{f \cdot U_s}$$

onde  $f$  é a frequência da tensão de alimentação de comando e  $U_s$  é o maior valor da faixa de valores declarada para a tensão de alimentação de comando. O valor do capacitor é calculado de forma a simular um cabo de 100m de comprimento, de  $1,5\text{mm}^2$  de secção transversal, conectado a uma saída estática com corrente de fuga de 1,3mA.

## 2.5. O fenômeno do repique

O repique dos contatos é um dos aspectos mais estudados da operação de contactores. Tanta atenção dispensada a este fenômeno é justificada pela relação direta que existe entre o repique, a formação de arcos elétricos e o desgaste dos contactores.

Embora tenham sido propostos modelos matemáticos para descrever o fenômeno ([22], [27]), a maior parte do que é conhecido sobre o repique dos contatos é de natureza essencialmente empírica. Muitos resultados foram obtidos com aparatos especialmente construídos para o estudo do fenômeno ([10], [16]), e portanto a aplicação desses resultados a contactores reais só pode ser feita com restrições. Outros estudos, embora baseados na operação de contactores comerciais ([7], [8]), dão um enfoque um pouco diferente ao fenômeno do repique, uma vez que neste caso muitos parâmetros relacionados ao fechamento dos contatos não podem ser controlados (ou o podem limitadamente).

Quando dois objetos sólidos colidem existe um rebote, que no caso dos contatos elétricos resulta na geração de arcos, se as condições do circuito o permitirem [10]. Quando há ocorrência de arco durante o repique, cada separação torna-se uma operação de abertura e fechamento, durante a qual o arco geralmente não é extinto, exceto na ocorrência de uma passagem por zero da tensão alternada. Frequentemente ocorre um número de repiques após o impacto inicial, e os arcos associados levam à erosão dos contatos.



A erosão de contatos elétricos conduz a uma variedade de possíveis falhas. Materiais como a prata e o AgCdO oferecem proteção à erosão provocada pelo arco e à oxidação da superfície, mas quando são desgastados até o material da base (geralmente cobre) pode haver um aumento na resistência de contato. Esta maior resistência leva a uma maior geração de calor na interface e a mais formação de óxido. Eventualmente, uma falha poderá ocorrer, ou devido ao aquecimento excessivo, ou à soldagem dos contatos (soldagem estática). Uma situação adicional de soldagem dinâmica também pode ocorrer durante o período de repique dos contatos.

Na maioria dos circuitos o crescimento da corrente durante o impacto é atrasado pelo efeito da indutância do circuito, desta forma reduzindo a energia dissipada pelo arco e, conseqüentemente, a erosão provocada pelo arco. A relação entre a energia do arco e a erosão da superfície é complexa mas, em geral, quanto maior a energia maior a erosão.

No processo de impacto aplicado a contatos elétricos, com um dos contatos estacionário, a energia cinética do contato móvel é absorvida na interface dos contatos e pela estrutura de suporte. Durante o estágio de abertura, o contato móvel recebe de volta novamente uma parte da energia, que resulta em uma separação. Com a mola atuando no contato móvel, os contatos novamente sofrerão impacto até que toda a energia cinética incidente do primeiro impacto tenha sido dissipada.

Devido à ocorrência de arcos nos sucessivos processos de abertura e fechamento dos contatos que constituem o repique, é importante distinguir o **repique mecânico** do **repique elétrico**. O primeiro ocorre quando as condições do circuito ligado em série com os contatos não permitem a formação de arcos elétricos, ao contrário do que acontece com o repique elétrico. Como, na prática, o repique só pode ser observado quando uma tensão é aplicada entre os contatos, os ensaios para verificação do repique mecânico utilizam baixos valores de tensão e corrente no circuito ligado aos contatos.

De fato, o estudo do repique elétrico torna-se particularmente complexo devido à formação dos arcos. McBride [10] cita que, por exemplo, ao contrário do que se poderia esperar em um determinado impacto, a velocidade de abertura do contato móvel é maior que a velocidade de fechamento. A curva de velocidade esperada seria uma parábola, e a assimetria da resposta tem, segundo o autor, duas causas prováveis: forças eletromecânicas agindo na separação dos contatos e a pressão do vapor formado pelo arco no impacto. Esta assimetria surge nas manobras elétricas (condições de ensaio que permitem a formação de arcos), não sendo evidente nas manobras puramente mecânicas.

A formação dos arcos elétricos também age no sentido de reduzir tanto o tempo total de repique quanto o número de repiques. Isto ocorre porque o arco provoca um aquecimento das superfícies dos contatos, que por sua vez leva ao amolecimento destas superfícies. O impacto subsequente se dá em uma superfície amolecida, a qual absorverá uma quantidade maior da energia cinética incidente. Ainda, os últimos repiques podem ser, eventualmente, mascarados, caso a ponte de metal fundido não seja quebrada. Neste caso, a separação dos contatos não será registrada, embora os mesmos possam ainda estar vibrando, e isto teria apenas uma pequena influência no desgaste dos contatos [10].

O aparato construído para o estudo do repique em [10], [16] foi concebido de forma a minimizar a vibração das estruturas de suporte dos contatos no momento das manobras. Estudos anteriores ([7], [8]) mostraram, entretanto, que nos contactores reais parte do repique dos contatos também é resultante do impacto da armadura no estator<sup>5</sup>, e que durante o processo de fechamento do contactor várias situações podem ocorrer:

- o repique dos contatos pode acontecer tanto em um dos lados da ponte de contatos quanto no outro, estando o lado oposto fechado ou não;
- o repique pode ocorrer tanto nos contatos quanto na armadura. Os primeiros repiques ocorrem quando os contatos se tocam, ainda antes do impacto da armadura sobre o estator. Quando a armadura se choca com o estator a mesma experimenta um repique, mas este não vem imediatamente acompanhado de repiques nos contatos. Outrossim, a influência do impacto da armadura no repique dos contatos só é observada algum tempo depois;
- a condução da corrente dos contatos pode se dar tanto em meio sólido (queda de tensão praticamente nula), como em meio líquido, através da ponte de metal fundido (queda de tensão da ordem de 1V a 2V), e também em meio gasoso, através do arco elétrico (queda de tensão dependente do material dos contatos). Como os repiques dos dois lados da ponte de contatos são independentes, tanto a ponte metálica quanto a formação de arco podem surgir em um ou ambos os lados, o que pode ser constatado observando-se a tensão entre os pólos do contactor durante o fechamento.

---

<sup>5</sup> Este fenômeno, conhecido como **segundo repique**, pode ser evitado (ou pelo menos atenuado) com a instalação de amortecedores de impacto junto ao estator do contactor [28].

Embora o repique dos contatos não possa ser totalmente eliminado (pois implicaria em ter-se velocidade de fechamento nula no momento em que os contatos se tocam), algumas medidas podem ser tomadas no sentido de minimizar o problema. Em primeiro lugar, devem-se identificar os diversos parâmetros que têm influência no repique:

- **corrente dos contatos:** como já foi dito, a corrente conduzida pelos contatos, tanto em sua natureza (contínua ou alternada) quanto em sua magnitude, afeta sobremaneira o repique, a ponto de fazer-se necessária a distinção entre o repique mecânico (com ausência da corrente) e o repique elétrico;
- **força das molas de contato:** o aumento da força das molas dos contatos móveis leva à redução dos repiques, mas também resulta em uma maior deformação da superfície dos contatos [16];
- **massa dos contatos móveis:** Slonim aponta [8] que contatos móveis com menores massas resultam em menores durações para o processo de repique, e são portanto preferíveis em relação aos contatos com maior massa;
- **velocidade de impacto:** a velocidade do contato móvel imediatamente antes do primeiro toque com o contato fixo correspondente é um fator preponderante no repique. Quanto maior a velocidade, maior a duração do fenômeno.

Dentre os fatores citados, a corrente dos contatos obviamente foge ao escopo do projeto do contactor com ênfase na redução dos repiques. A força das molas de contato e a massa dos contatos móveis, bem como outros fatores de otimização, como absorvedores de choque e estrutura de suporte, constituem aspectos mecânicos do contactor, e desta forma não se inserem no âmbito do controle através da eletrônica. Apenas a velocidade de impacto está sujeita a alguma forma de controle ou limitação, por estar diretamente ligada à força de tração exercida pelo eletroímã do contactor (que por sua vez é função da corrente que circula pela bobina).

Desta forma, serão revisadas a seguir algumas iniciativas passadas de redução do repique dos contatos por meio de sistemas eletrônicos de controle aplicados aos contactores eletromagnéticos.

## 2.6. Controle eletrônico de contactores

Apesar dos recentes avanços na eletrônica de potência, aliados ao surgimento de microcontroladores e ASIC's de baixo custo, a maioria dos contactores é comercializada sem qualquer tipo de circuito de controle [23]. De fato, ainda hoje, uma unidade de controle é considerada um dispositivo auxiliar para necessidades especiais ou aplicações sofisticadas. Estas unidades de controle geralmente são utilizadas apenas em contactores de grande porte, nos quais a razão entre as forças magnéticas nas posições aberta e fechada é mais desfavorável em comparação com contactores menores. Além disso, o custo de uma dessas unidades de controle é pequeno se comparado com o custo do próprio contactor de grande porte. Não obstante, estratégias de controle têm sido pesquisadas pela indústria no sentido de obter, entre outras melhorias:

- redução do desgaste através da diminuição do tempo de repique (que pode levar a uma maior durabilidade elétrica ou à redução da quantidade de material de contato);
- distribuição constante do desgaste em diferentes caminhos de corrente (anti-sincronização da comutação);
- redução das perdas elétricas;
- maior segurança durante a operação, por exemplo, prevenindo tremulações em condições de subtensão;
- agregação de funções adicionais, por exemplo, proteção contra sobrecarga térmica ou perda de fase;
- controle do contactor por sinais eletrônicos, por exemplo, através de CLP's, PC's industriais ou *field-bus*;
- diminuição do número de bobinas para preencher os diferentes tipos e faixas de tensão de alimentação de comando, por exemplo, uma única bobina e circuito de controle para CA/CC, 50/60Hz e se possível mais de uma tensão de alimentação de comando designada (o que é de interesse principalmente do fabricante, pois simplifica o projeto, a produção e o estoque);
- adição de recursos de comunicação;
- redução do tamanho do atuador eletromagnético.

A série de contactores *Advantage* da Westinghouse [15] foi, provavelmente, a primeira linha de contactores eletronicamente controlados do mercado. Seu criador, James Bauer, era o então gerente de engenharia de controle da divisão de componentes elétricos da empresa. Bauer, em 1986, entrou em contato com o centro de pesquisa e desenvolvimento da Westinghouse e trabalhou em um modelo computacional para verificar a possibilidade de construção de um contactor com baixo repique. A conclusão foi que tal contactor poderia ser obtido, mas iria requerer mais inteligência na placa do que os clientes estariam dispostos a pagar.

Em 1988, uma placa protótipo de 10cm por 20cm, com 50 componentes discretos, estava disponível. Apesar de ser inviável para equipar um contactor comercial, a placa demonstrava o conceito de baixo repique. Os engenheiros da Westinghouse também estavam trabalhando com a Motorola no desenvolvimento de um microcontrolador para consolidar os componentes discretos da placa protótipo. Em 1990, a Motorola havia produzido um circuito integrado baseado no microcontrolador 6805, de 8 bits, operando a 2MHz, com 2k de memória ROM, 256B de memória EEPROM e um conversor analógico/digital interno. A Westinghouse chamou este circuito integrado de “*Sure chip*”.

O contactor *Advantage* observava a tensão de linha sobre a bobina, calculava a potência disponível e aplicava um valor ótimo de corrente para fechar os contatos sem usar força excessiva. O *Sure chip* selecionava uma entre seis diferentes “estratégias”, dependendo da magnitude da tensão de linha no instante em que inicia o fechamento. Ele podia acomodar tensões entre 78V e 135V.

Em um contactor convencional, no instante em que os contatos fecham, eles se movem a uma velocidade de 1m/s a 1,5m/s. O contactor *Advantage* cortava a energia entregue à bobina aproximadamente a meio caminho do fechamento. Quando os contatos se tocavam, estavam movendo-se a uma velocidade relativamente baixa. Isto limitava o repique a 1ms ou 2ms. Após o fechamento, o contactor *Advantage* controlava a corrente da bobina em um valor suficiente para manter o fechamento, o que reduzia as perdas consideravelmente e eliminava a necessidade de uma segunda bobina, tradicionalmente presente nos contactores convencionais. O *Sure chip* monitorava a tensão de alimentação de comando continuamente para manter constante a potência na bobina, independentemente de flutuações na tensão de alimentação de comando.

Outro benefício imediato do uso do microcontrolador era o diagnóstico de partida. O *Sure chip* observava o sinal de entrada por 24ms para se certificar de que não se tratava simplesmente de um transiente. Isto virtualmente eliminava a tremulação dos contatos, que poderiam resultar na queima da bobina ou na soldagem dos contatos.

O *Sure chip* também permitia que uma variedade de sinais de baixa potência fosse usada para o comando. O microcontrolador comparava a fase do sinal de comando com a fase do sinal de referência indo para a bobina. Se o atraso fosse superior a cinco graus, poderia indicar que não se tratava de um sinal de partida, mas simplesmente um sinal que fosse capacitivamente acoplado à linha do sinal de comando.

Por todos esses avanços, a Westinghouse detém 22 patentes protegendo sua linha de contactores *Advantage*.

Em 1996, Davies, Nouri e Britton propuseram um esquema semelhante para redução do repique [21]. O circuito consistia basicamente em dois temporizadores, arrançados de forma tal que, uma vez disparados, energizavam a bobina do contactor (por intermédio de um transistor) por um intervalo de tempo  $t_1$ . Decorridos  $t_1$  segundos, a bobina era desenergizada (por um intervalo de duração  $t_2 - t_1$ ) e novamente energizada após  $t_2$  segundos do disparo dos temporizadores. O intervalo de desenergização da bobina permitia que os contatos móveis desacelerassem, sendo seu fechamento garantido pela reenergização da bobina. O circuito previa o ajuste dos tempos  $t_1$  e  $t_2$ , e desta forma várias velocidades finais de fechamento podiam ser obtidas.

O estudo apresentou diversas aquisições realizadas no osciloscópio da tensão entre os contatos móvel e fixo, tanto de um contactor real como também do dispositivo de testes construído para simular todos os aspectos de um contactor real em termos de performance elétrica e mecânica. O equipamento contava com facilidades adicionais para prover diversos *gaps* de contatos, medições da velocidade de fechamento através de um transdutor de deslocamento e substituição dos contatos. As aquisições evidenciaram que, mediante o ajuste adequado dos intervalos de tempo  $t_1$  e  $t_2$ , tanto a duração total quanto o número de repiques eram melhorados em relação ao contactor não controlado. Por fim, os autores apresentaram fotografias, obtidas com um microscópio eletrônico, da superfície dos contatos. As fotografias revelaram que os contatos utilizados com a bobina não controlada sofreram maior erosão do que os contatos do contactor controlado.

Quatro anos mais tarde, Nouri e outros [26] aprimoraram o circuito de controle anteriormente proposto, ressaltando que o projeto do circuito de controle mais antigo era baseado em componentes eletrônicos analógicos e que, como todo circuito analógico, a unidade de controle apresentava problemas com ruído, particularmente devido à interferência eletromagnética associada à operação do próprio contactor. Desta forma, justificaram a fabricação do módulo de controle utilizando tecnologia de circuitos integrados com uma série de argumentos. Primeiramente, uma vez que apenas um pequeno número de componentes externos ao ASIC era necessário, a placa de controle poderia ser alojada até mesmo dentro do menor contactor comercial. Outra justificativa apresentada dizia respeito ao potencial de produção em massa, a baixo custo, das placas de controle, e à possibilidade de estender a funcionalidade para incorporar o auto aprendizado. Por fim, foi dito que a tecnologia digital ASIC também provê uma maior imunidade ao ruído quando comparada a implementações analógicas.

O princípio de funcionamento do circuito de controle proposto era basicamente o mesmo do sistema original [21]. Neste artigo, porém, os resultados experimentais apresentados foram muito mais numerosos. O intervalo de relaxamento (desenergização da bobina) se estendia de 4,7ms a 19ms, permitindo identificar três características distintas de fechamento do contactor:

- para intervalos de relaxamento curtos (0ms, equivalente ao acionamento do contactor sem controle, 4,7ms, 5,7ms e 6,3ms), o repique dos contatos era evidente;
- existia, porém, uma faixa de intervalos de relaxamento sobre a qual a energia dissipada nos contatos durante o fechamento era praticamente nula. Esta faixa de intervalos ótimos de relaxamento era dependente da mecânica do contactor e para o sistema de testes construído se estendia de 8ms a 16ms. Esses valores foram determinados experimentalmente, e a faixa ótima, para o caso trifásico, era independente do ponto da forma de onda no qual ocorria o fechamento;
- para intervalos de relaxamento extensos, não havia evidência de repique. Entretanto, o intervalo de desenergização era tão longo que a força produzida pelo atuador era insuficiente para manter os contatos fechados. O contactor abria, só voltando a fechar (com repique) após a reenergização da bobina.

Outra observação importante foi de que, em um contactor trifásico ideal, no qual todos os contatos são mecanicamente casados, a mesma faixa ótima de intervalos de relaxamento se aplicaria a todos os contatos. Entretanto, como é normalmente o caso dos contactores comerciais, os contatos do sistema de testes construído não eram precisamente casados mecanicamente. Testes em CC realizados com intervalos de relaxamento nulos revelaram que variações mecânicas no sistema de testes resultaram no fechamento dos contatos em intervalos de aproximadamente 2ms. Assim sendo, apesar de o intervalo de relaxamento estar dentro da faixa ótima para dois dos pares de contatos, ele saía um pouco fora da faixa para o terceiro par.

O artigo apresentou uma análise da superfície dos contatos após 5.000 operações de comutação, para condições de teste com intervalo de relaxamento nulo e com intervalo de relaxamento otimizado. Os resultados, apresentados através de fotografias e sintetizados em uma tabela, destacaram:

- a área de erosão ativa (área de condução do arco) foi maior para o intervalo de relaxamento nulo do que para o intervalo de relaxamento ótimo;
- a área erodida foi diferente para cada um dos três pares de contatos, para ambos os intervalos de relaxamento;
- os contatos móveis sofreram um desgaste ligeiramente maior do que os contatos fixos;
- os resultados obtidos sugeriram que, para o caso do intervalo ótimo de relaxamento, a maior parte da erosão ocorreu durante as operações de abertura dos contatos.

Roschke também estudou diversas possibilidades de redução do repique através do controle eletrônico dos contactores [23]. Ele afirmou, baseado em estudos anteriores nos quais a influência da velocidade no repique dos contatos foi investigada, que a duração do repique é tanto maior quanto maior for a velocidade dos contatos no fechamento, e recomendou velocidades de contato entre 0,5m/s e 0,7m/s para repiques de curta duração, salientando que velocidades mais baixas reduziam a energia cinética da armadura e poderiam causar situações de instabilidade. Ressaltou ainda que baixas velocidades durante o fechamento também poderiam provocar problemas de soldagem dos contatos.



O artigo investigou algumas formas de controle da velocidade. Iniciou pelo controle da corrente da bobina do contactor. Nesta forma de controle, a corrente é limitada caso uma tensão de alimentação de comando de magnitude elevada seja aplicada. Após um intervalo de tempo superior ao maior tempo de fechamento do contactor, uma pequena corrente de manutenção é mantida na bobina. O autor apontou que, apesar de a faixa de velocidades de contato ser reduzida, um pequeno repique ainda ocorria. O desgaste era reduzido, mas repiques longos poderiam ocorrer sob piores condições.

O estudo passou a discutir então o controle utilizando grandezas mecânicas. Indicou que simulações de diferentes métodos de controle, incluindo a influência da tensão de alimentação de comando, ângulo de partida, fricção e tolerâncias, mostraram que melhorias em direção ao repique zero tornavam-se possíveis pela medição do comportamento mecânico. Afirmou que sensores mecânicos para contactores deveriam ser robustos (resistentes a choques impulsivos) e ter uma longa vida útil (alguns milhões de operações de comutação) sob condições industriais, e que por isso eram muito caros. Diversas alternativas poderiam ser consideradas. Por exemplo, a posição de um atuador poderia ser medida utilizando-se um sensor Hall no campo disperso do entreferro ou medindo-se a tensão magnética através do entreferro com uma bobina de Rogowski. Entretanto, um controle rápido de velocidade necessitaria da velocidade ou, melhor ainda, da aceleração do corpo móvel. Desta forma, o autor utilizou a medição do fluxo magnético através de uma bobina de indução. Usando um modelo simples de um atuador eletromagnético, que incluía o efeito da saturação do núcleo, aceleração, velocidade e posição poderiam ser determinadas indiretamente [20].

Roschke afirmou que o controle do fluxo magnético apresentava uma boa contrapartida entre performance e esforço. Na estrutura proposta, durante a etapa de fechamento, uma função degrau do fluxo desejado era usada para o controle. Após um intervalo de tempo fixo o controle mudava para o modo corrente, durante a fase subsequente de manutenção. O artigo afirmou que, desta forma, o controle direto do fluxo magnético levava à menor faixa de velocidades.

Roschke encerrou o trabalho discutindo dois pontos importantes. O primeiro é a quantidade de energia que poderia ser poupada pelo uso de contactores controlados com retificadores de onda completa. Perdas em um contactor controlado poderiam ser reduzidas de 20 a 30% se comparadas às de um contactor convencional. Anéis de curto-circuito eram

removidos e perdas por histerese seriam reduzidas a quase zero. Apenas pequenas perdas na eletrônica de potência deveriam ser acrescentadas.

Outra questão importante é a da compatibilidade eletromagnética. Atenção para este problema deveria ser tomada desde o início do projeto da unidade de controle. Indutâncias elevadas e variantes (na faixa de vários Henry) e características desconhecidas da fonte de alimentação poderiam trazer dificuldades.

## **2.7. Conclusões**

Neste primeiro capítulo foram abordados conceitos fundamentais referentes à classe de dispositivos eletromecânicos conhecidos como contactores. As partes fundamentais de um contactor eletromagnético foram destacadas. O mecanismo de estabelecimento da força magnética de tração dos contactores foi explorado com um resumo das principais equações pertinentes. Viu-se também que os contactores são objeto de normas técnicas internacionais específicas, que definem muitos dos termos que têm sido empregados neste trabalho.

Atenção especial foi devotada ao repique dos contatos, uma vez que este fenômeno está diretamente associado às falhas e à limitação da vida útil dos contactores. O repique dos contatos tem sido bastante estudado, porém algumas hipóteses ainda carecem de comprovação científica, e o fenômeno não está completamente explicado. Não obstante, a redução do repique tem motivado pesquisadores a buscarem novas soluções nos circuitos eletrônicos de controle, tendo sido revisadas algumas iniciativas neste sentido.

### 3. Fonte auxiliar

#### 3.1. Introdução

No segundo capítulo serão apresentados os requisitos (seção 3.2), o princípio de funcionamento e o memorial de projeto da fonte auxiliar. De início, justificar-se-á a escolha do conversor *Flyback* para a estrutura. O princípio de funcionamento desta topologia — incluindo as etapas de operação — será abordado na seção 3.3. Na seção 3.4 será examinada a família de circuitos integrados KA5x03xx da *Fairchild*, empregada na fonte auxiliar devido ao baixo custo e à alta escala de integração proporcionados por este componente. As especificações para a fonte auxiliar serão apresentadas na seção 3.5, seguidas do projeto do estágio de entrada (seção 3.5.1) e do conversor CC-CC (seção 3.5.2). O projeto do compensador para a malha de realimentação do conversor *Flyback* será detalhado na seção 3.5.3. Na seção 3.6 serão apresentados resultados experimentais comprovando o funcionamento da estrutura. Por fim, a seção 3.7 conterá um apanhado geral do que foi exposto neste capítulo.

#### 3.2. Requisitos de projeto

A fonte de alimentação auxiliar é o bloco que, a partir da energização do contactor com a tensão de alimentação de comando  $U_s$ , provê tensões contínuas e reguladas para alimentação dos diversos circuitos eletrônicos do aparato. Para o contactor proposto neste trabalho, a fonte auxiliar deve atender aos seguintes requisitos básicos:

1. operar tanto com tensão contínua de entrada como com tensão alternada, com frequência de 50Hz ou 60Hz;
2. acomodar uma ampla faixa de variação da tensão de entrada, da mesma forma que o contactor em si. Conforme o que será especificado para o contactor (ver considerações iniciais do Capítulo 4 e Tabela 4-1), a fonte auxiliar deve operar para tensões de entrada de 75V a 275V, em valores médios para operação em CC ou valores eficazes, no caso de tensões alternadas;

3. disponibilizar duas saídas reguladas: uma para alimentação do microcontrolador e demais circuitos lógicos, e a outra para alimentação dos circuitos de comando dos interruptores. O microcontrolador escolhido para o projeto apresenta tensão nominal de alimentação de 5V, enquanto que, para os circuitos de comando, foi estabelecido um valor de 18V para a tensão de alimentação;
4. apresentar volume reduzido, característica que também é desejada para o restante dos circuitos eletrônicos do contactor. Diretamente ligada à necessidade de volume reduzido está a questão das perdas, que devem ser mantidas em um patamar tal que preferencialmente dispense o uso de dissipadores de calor, mesmo se tratando de um dispositivo para aplicações industriais nas quais a temperatura ambiente pode ser elevada.

A reunião destes quatro requisitos torna inviável o uso de uma fonte linear. A grande diferença entre os níveis de tensão de entrada e de saída, somada à impossibilidade de uso de um transformador na entrada, significaria enormes perdas no transistor de potência de um eventual regulador linear.

Uma vez estabelecida a necessidade de uma fonte comutada, investigações iniciais mostraram que, pelos mesmos motivos de impossibilidade de colocação de um transformador de entrada e grande diferença entre as tensões de entrada e saída, as topologias não isoladas [5] também deveriam ser descartadas. Dentre as estruturas isoladas o conversor *Flyback* foi escolhido devido à sua simplicidade e principalmente por causa da disponibilidade de circuitos integrados específicos para implementação de fontes comutadas baseadas neste conversor, como é o caso da série KA5x03xx da *Fairchild* [43].

### 3.3. Princípio de funcionamento do conversor *Flyback*

A Fig. 3.1 mostra a estrutura básica de um conversor *Flyback*. Esta topologia é amplamente utilizada para potências de saída desde 150W até valores abaixo de 5W [2]. O maior atrativo deste conversor é o fato de que, ao contrário das topologias derivadas do conversor *Forward*, o conversor *Flyback* não requer indutores de filtragem de saída, o que é especialmente vantajoso para fontes de alimentação com múltiplas saídas. A regulação cruzada das diversas tensões de saída de uma fonte baseada no conversor *Flyback* também é bem melhor que nos conversores *Forward* de múltiplas saídas justamente devido à ausência dos indutores de filtragem.

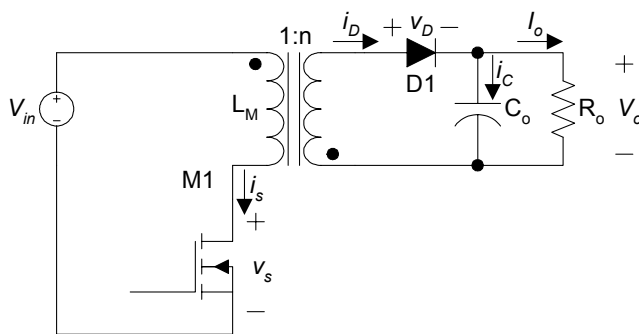


Fig. 3.1 - Estrutura básica do conversor *Flyback*.

O conversor *Flyback* pode operar tanto no modo de condução contínua quanto em condução descontínua. Os dois modos de operação diferem significativamente, tendo cada um suas vantagens e desvantagens. Na condução descontínua, por exemplo, o conversor responde mais rapidamente — e com menores transientes (picos) na tensão de saída — a variações bruscas de corrente de carga ou de tensão de entrada, devido à menor indutância magnetizante, quando comparada à indutância necessária para o modo de condução contínua. Os esforços de corrente, entretanto, são maiores na condução descontínua do que na operação em condução contínua: a corrente de pico do secundário pode alcançar um valor de duas a três vezes maior que o valor correspondente em condução contínua. Devido ao elevado valor de pico da corrente secundária, surgem picos de tensão, elevados e de curta duração, ao final de cada intervalo de condução do interruptor, que muitas vezes justificam o emprego de um pequeno filtro LC após o capacitor de saída dos conversores. Pelo mesmo motivo (da elevada corrente de pico), o capacitor de saída do conversor *Flyback* operando em condução descontínua deve apresentar uma baixa RSE (resistência série equivalente) e uma alta capacidade de ondulação de corrente, o que na maioria dos casos implica na utilização de um capacitor maior que o inicialmente calculado com base no critério da ondulação da tensão de saída, ou então na associação de dois ou mais capacitores em paralelo.

Apesar das relativas desvantagens do modo de condução descontínua, este é muito mais empregado que o modo de condução contínua graças a dois fatores: a (já mencionada) rápida dinâmica do conversor operando em condução descontínua, e a presença, na função de transferência do conversor em condução contínua, de um zero no semiplano direito, ausente no modo descontínuo.

O funcionamento do conversor *Flyback*, quando operando no modo de condução descontínua, pode ser dividido em três etapas de operação, que serão apresentadas na sequência. Cabe ressaltar que o equacionamento a seguir refere-se ao funcionamento do conversor idealizado, após a entrada em regime, com tensões de entrada e saída constantes. A Fig. 3.2 mostra as formas de onda típicas para este conversor idealizado.

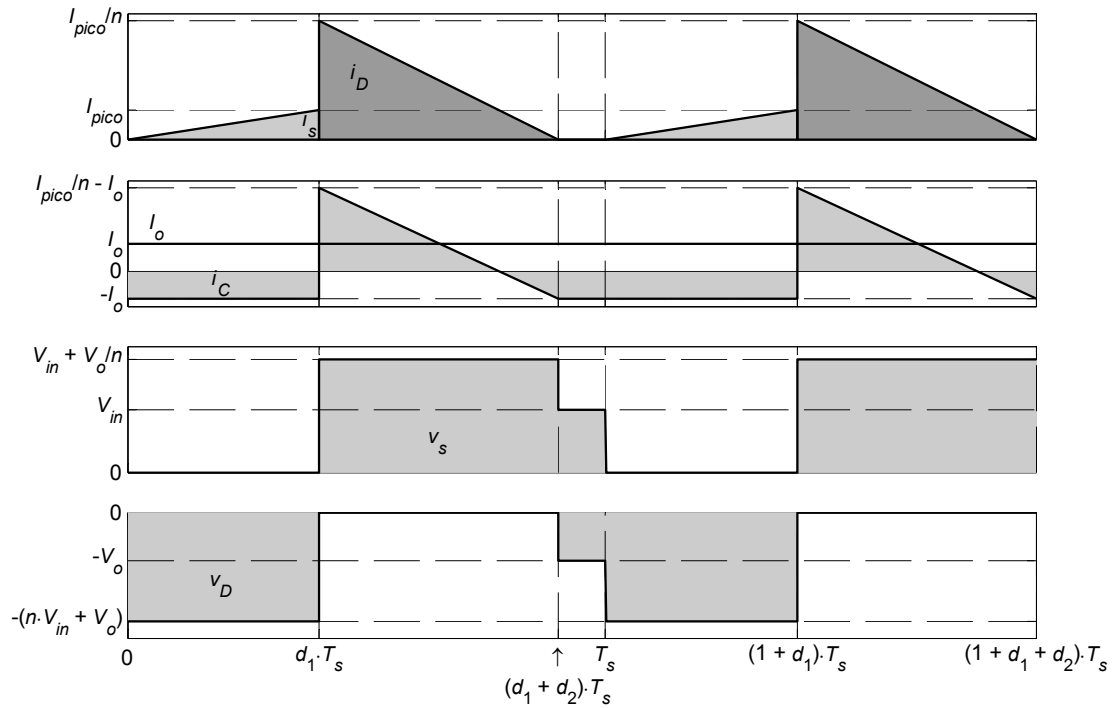


Fig. 3.2 - Formas de onda típicas para o conversor *Flyback*.

### Primeira etapa de operação $[0 \leq t \leq d_1 \cdot T_s]$

Esta etapa inicia com o fechamento do interruptor M1. A corrente no enrolamento primário do transformador cresce linearmente desde zero até um valor de pico dado por:

$$I_{pico} = \frac{V_{in} \cdot d_1 \cdot T_s}{L_M} \quad (2.1)$$

Obviamente, este é também o valor de pico da corrente do interruptor M1. Durante esta etapa, o diodo D1 encontra-se reversamente polarizado e, conseqüentemente, bloqueado. A tensão reversa sobre o diodo é dada por:

$$v_D = -(n \cdot V_{in} + V_o) \quad (2.2)$$

$n$  é a relação de transformação, definida como:

$$n = \frac{n_{sec}}{n_{pri}} \quad (2.3)$$

Como o diodo permanece bloqueado, não há transferência de energia da entrada para a saída do conversor. A energia é acumulada na indutância primária  $L_M$ , e seu valor final pode ser determinado:

$$W_1 = \frac{L_M \cdot I_{pico}^2}{2} = \frac{V_{in}^2 \cdot d_1^2 \cdot T_s^2}{2 \cdot L_M} \quad (2.4)$$

A expressão para a característica de transferência da estrutura é obtida igualando-se a energia dada por (2.4) à energia entregue à carga durante um período de comutação, que é dada por:

$$W_o = P_o \cdot T_s = \frac{V_o^2 \cdot T_s}{R_o} \quad (2.5)$$

Desta forma:

$$W_1 = W_o \Rightarrow \frac{V_{in}^2 \cdot d_1^2 \cdot T_s^2}{2 \cdot L_M} = \frac{V_o^2 \cdot T_s}{R_o} \quad (2.6)$$

$$M \triangleq \frac{V_o}{V_{in}} = d_1 \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot L_M \cdot f_s}} \quad (2.7)$$

Quando o conversor possuir múltiplas saídas, o valor  $R_o$  deve ser substituído pela resistência efetiva de carga, calculada em relação à tensão da saída para a qual deseja-se calcular a característica de transferência. Esta resistência efetiva é calculada da seguinte forma:

$$R_{oi\_eff} = \frac{V_{oi}^2}{P_o} \quad (2.8)$$

Desta forma, a característica de transferência para a  $i$ -ésima saída do conversor é dado por:

$$M_i \triangleq \frac{V_{oi}}{V_{in}} = d_1 \cdot \sqrt{\frac{R_{oi\_eff}}{2 \cdot L_M \cdot f_s}} \quad (2.9)$$

### **Segunda etapa de operação [ $d_1 \cdot T_s < t \leq (d_1 + d_2) \cdot T_s$ ]**

Esta etapa inicia com a abertura do interruptor M1, e termina no instante em que o transformador desmagnetiza-se por completo. A duração desta etapa pode ser calculada por:

$$d_2 \cdot T_s = \frac{n \cdot L_M \cdot I_{pico}}{V_o} \quad (2.10)$$

Durante a segunda etapa o diodo D1 permanece em condução. A tensão sobre o interruptor M1 é igual à soma da tensão de entrada com a tensão de saída refletida ao primário:

$$v_s = V_{in} + \frac{V_o}{n} \quad (2.11)$$

### **Terceira etapa de operação $[(d_1 + d_2) \cdot T_s < t \leq T_s]$**

A terceira etapa tem início após a extinção da corrente do diodo D1, e prolonga-se até o final do período de comutação. Durante este intervalo as tensões sobre ambos os enrolamentos do transformador são nulas.

## **3.4. Família KA5x03xx de circuitos integrados da *Fairchild***

A família de produtos *Fairchild Power Switch* (FPS), que inclui a série KA5x03xx, foi especialmente concebida para fontes de alimentação comutadas *off-line* com um número mínimo de componentes externos. O FPS consiste em um transistor MOSFET de potência para altas tensões, um controlador PWM em modo corrente e vários circuitos adicionais, todos integrados em um único encapsulamento. O controlador PWM inclui um oscilador de frequência fixa, proteção contra subtensão de alimentação (*undervoltage lockout*), um circuito de comando de *gate* otimizado, proteção térmica, proteção contra sobretensões, e fontes de corrente de precisão compensadas em temperatura para a malha de realimentação e os circuitos de proteção. A família FPS é apropriada para o desenvolvimento de conversores do tipo *Flyback* ou do tipo *Forward*.

A série KA5x03xx foi adotada para o projeto da fonte auxiliar devido à pronta disponibilidade do componente KA5M0380R, versão que opera com frequência de comutação de 67kHz e cujo MOSFET interno suporta tensões de até 800V. Especificamente, a tensão máxima de 800V é extremamente atraente para o desenvolvimento da fonte auxiliar, uma vez que a tensão máxima de barramento prevista é próxima dos 400V.

## **3.5. Especificações e dimensionamento dos componentes**

As especificações para a fonte auxiliar são apresentadas na Tabela 3-1.



Tabela 3-1 - Especificações para a fonte auxiliar.

Grandeza	Valor	Observações
Tensão mínima de entrada ( $V_{\min}$ )	75V	Valor médio para CC e eficaz para CA
Tensão máxima de entrada ( $V_{\max}$ )	275V	Valor médio para CC e eficaz para CA
Frequência da tensão de entrada CA ( $f_i$ )	50Hz / 60Hz	
Tensão média de saída 1 ( $V_{o1}$ )	18V	
Corrente de carga da saída 1 ( $I_{o1}$ )	0,2A	
Ondulação máxima da tensão de saída 1, pico a pico ( $\Delta V_{o1}$ )	5% do valor médio	
Tensão média de saída 2 ( $V_{o2}$ )	5V	
Corrente de carga da saída 2 ( $I_{o2}$ )	0,1A	
Ondulação máxima da tensão de saída 2, pico a pico ( $\Delta V_{o2}$ )	5% do valor médio	
Potência total de saída ( $P_o$ )	4,1W	
Rendimento estimado ( $\eta$ )	75%	
Frequência de comutação ( $f_s$ )	67kHz	Valor obtido do manual do componente KA5M0380R. [43]
Limite máximo para proteção de sobrecorrente ( $I_{over}$ )	2,41A	Valor obtido do manual do componente KA5M0380R. [43]
Queda de tensão sobre os diodos de saída ( $V_f$ )	1V	

A mínima tensão de entrada da fonte auxiliar foi igualada à máxima tensão de alimentação de comando que provoca a abertura do contactor. A máxima tensão de entrada, por sua vez, corresponde ao valor  $110\% \cdot 250V = 275V$ .

### 3.5.1. Estágio de entrada

Primeiramente deve-se projetar o estágio de entrada da fonte auxiliar, que é mostrado na Fig. 3.3.

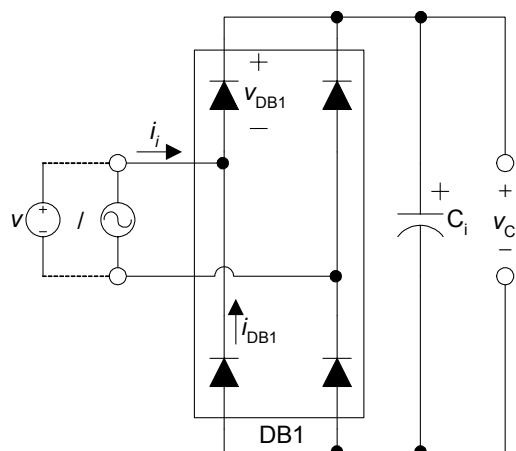


Fig. 3.3 - Estágio de entrada da fonte auxiliar.

O capacitor do estágio de entrada,  $C_i$ , deve ser dimensionado para o pior caso, que é a tensão de entrada  $V$  da fonte auxiliar em seu valor eficaz e frequência mínimos. Como critério de projeto, adotar-se-á como tensão mínima de saída deste estágio o valor mínimo da tensão  $V$  em corrente contínua, de forma a facilitar o projeto do conversor *Flyback*, independentemente da natureza (CA ou CC) da tensão de entrada  $V$ . Desta forma, os valores para  $V_{Ci\_min}$  e  $V_{Ci\_max}$ , que são, respectivamente, as tensões mínima e máxima de saída deste estágio (para condição de tensão de entrada  $V$  mínima), são:

$$V_{Ci\_min} = V_{min} = 75V \quad (2.12)$$

$$V_{Ci\_max} = \sqrt{2} \cdot V_{min} = \sqrt{2} \cdot 75 \cong 106V \quad (2.13)$$

O tempo de descarga do capacitor  $C_i$ , que é o tempo, a cada meio ciclo da tensão de entrada, durante o qual o mesmo fornece energia ao conversor CC-CC, e é dado por:

$$t_d = \frac{1}{4 \cdot f_i} \cdot \left[ 1 + \frac{\arcsin\left(\frac{V_{Ci\_min}}{V_{Ci\_max}}\right)}{\frac{\pi}{2}} \right] \quad (2.14)$$

Utilizando os valores mínimo e máximo anteriormente fixados, e para uma frequência de entrada de 50Hz, tem-se:

$$t_d = \frac{1}{4 \cdot 50} \cdot \left[ 1 + \frac{\arcsin\left(\frac{75}{106}\right)}{\frac{\pi}{2}} \right] \cong 7,5ms \quad (2.15)$$

A capacitância  $C_i$  necessária é então calculada:

$$C_i = \frac{2 \cdot P_o \cdot t_d}{\eta \cdot (V_{Ci\_max}^2 - V_{Ci\_min}^2)} = \frac{2 \cdot 4,1 \cdot 7,5 \cdot 10^{-3}}{0,75 \cdot (106^2 - 75^2)} \cong 14,6\mu F \quad (2.16)$$

Adotar-se-á o valor comercial de 22 $\mu$ F. O componente escolhido é o B43851-A9226-M, da Epcos.

O tempo de carga do capacitor, parâmetro necessário no cálculo dos esforços sobre a ponte retificadora de entrada DB1, é dado por:

$$t_c = \frac{1}{2 \cdot f_i} - t_d = \frac{1}{2 \cdot 50} - 7,5 \cdot 10^{-3} = 2,5ms \quad (2.17)$$

A corrente de pico de entrada pode então ser calculada:

$$I_{i\_pico} = \frac{C_i \cdot (V_{Ci\_max} - V_{Ci\_min})}{t_c} = \frac{22 \cdot 10^{-6} \cdot (106 - 75)}{2,5 \cdot 10^{-3}} \cong 0,273A \quad (2.18)$$

Este é também o valor de pico da corrente nos diodos da ponte retificadora. O valor eficaz da corrente nos diodos é:

$$I_{DB1\_ef} = I_{i\_pico} \cdot \sqrt{t_c \cdot f_i} = 0,273 \cdot \sqrt{2,5 \cdot 10^{-3} \cdot 50} \cong 97mA \quad (2.19)$$

Por fim, a máxima tensão reversa imposta a cada diodo da ponte retificadora é dada por:

$$V_{DB1\_max} = \sqrt{2} \cdot V_{max} = \sqrt{2} \cdot 275 \cong 400V \quad (2.20)$$

Foi escolhido, para compor a ponte retificadora de entrada, o diodo 1N4005.

### 3.5.2. Conversor CC-CC

Na sequência, é projetado o conversor *Flyback*. Este deve apresentar duas saídas. A saída 2, cuja tensão é 5V, foi escolhida como referência para a malha de realimentação, uma vez que é ela que fornece a tensão de alimentação do microcontrolador e, conseqüentemente, sua regulação é crítica.

De acordo com a equação (2.7), a característica de transferência do conversor *Flyback*, para uma dada saída, depende da razão cíclica de operação  $d_1$ , da frequência de comutação  $f_s$ , da indutância primária  $L_M$  e da resistência de carga  $R_o$ , porém não depende da relação de transformação  $n$ . Esta última é determinada a partir da tensão máxima  $V_{s\_max}$  admitida sobre o interruptor M1. Reescrevendo (2.11), para a saída 2:

$$n_2 = \frac{n_{s2}}{n_p} = \frac{V_{o2} + V_f}{V_{s\_max} - V_{in\_max}} \quad (2.21)$$

$n_2$  é a relação de transformação entre primário e o secundário da saída 2.  $V_{in\_max}$  é a máxima tensão de entrada do conversor, e corresponde ao valor de pico da máxima tensão de entrada alternada prevista para a fonte auxiliar:

$$V_{in\_max} = \sqrt{2} \cdot V_{max} \quad (2.22)$$

$$V_{in\_max} = \sqrt{2} \cdot 275 \cong 400V \quad (2.23)$$

Uma publicação da *Fairchild* [41] sugere que  $V_{s\_max}$  situe-se entre 65% e 70% do valor especificado para a máxima tensão dreno-fonte do transistor MOSFET, considerando

os picos de tensão provocados pela indutância de dispersão do transformador. Para o circuito integrado KA5M0380R, este valor é 800V, então:

$$V_{s\_max} = 0,65 \cdot 800 = 520V \quad (2.24)$$

$$n_2 = \frac{5+1}{520-400} = 0,05 \quad (2.25)$$

Uma vez estabelecida a relação de transformação, a razão cíclica máxima do conversor é calculada:

$$d_{1\_max} = \frac{V_{o2} + V_f}{V_{o2} + V_f + n_2 \cdot V_{in\_min}} \quad (2.26)$$

$V_{in\_min}$  é a mínima tensão de entrada do conversor, ou seja, é a mínima tensão de saída do estágio de entrada quando a fonte auxiliar é alimentada com tensão alternada de valor eficaz e frequência mínimos.

A expressão (2.26) foi obtida considerando que o conversor nunca deve entrar no modo de condução contínua e que, no limite (condução crítica),  $d_2 = 1 - d_1$ . Aplicando os valores apropriados a (2.26) chega-se a:

$$d_{1\_max} = \frac{5+1}{5+1+0,05 \cdot 75} \cong 0,615 \quad (2.27)$$

Observa-se que este valor encontra-se dentro dos limites de operação do circuito integrado KA5M0380R.

A relação de transformação entre primário e secundário da saída 1 é calculada a partir da relação de transformação  $n_2$  já definida:

$$n_1 = \frac{n_{s1}}{n_p} = n_2 \cdot \frac{V_{o1} + V_f}{V_{o2} + V_f} \quad (2.28)$$

$$n_1 = 0,05 \cdot \frac{18+1}{5+1} \cong 0,158 \quad (2.29)$$

O próximo passo é determinar a máxima indutância primária necessária para garantir a permanência do conversor em condução descontínua ao longo de toda a faixa de variação de carga e/ou tensão de entrada:

$$L_M = \frac{\eta \cdot V_{in\_min}^2 \cdot d_{1\_max}^2}{2 \cdot P_o \cdot f_s} \quad (2.30)$$

$P_o$  é a potência total de saída, que para a fonte auxiliar foi especificada como 4,1W.  $\eta$  é o rendimento estimado da estrutura, adotado como 75%, e que foi introduzido na análise de forma a se obter um valor limite mais seguro (e mais próximo da realidade)

para  $L_M$ .  $f_s$  é a frequência de comutação, que no caso do circuito integrado KA5M0380R é igual a 67kHz. Tem-se então:

$$L_M = \frac{0,75 \cdot 75^2 \cdot 0,615^2}{2 \cdot 4,1 \cdot 67.000} \cong 2,9\text{mH} \quad (2.31)$$

Utilizar-se-á uma indutância primária de 3mH. A seguir, calcular-se-á o filtro de cada uma das saídas do conversor. A ondulação na tensão de saída pode ser dividida em duas parcelas: uma devido à própria capacitância do capacitor de filtragem, e a outra devido à resistência série equivalente (RSE) do referido capacitor. Esta segunda parcela pode ser bastante importante devido ao fato de, na operação em condução descontínua, haver elevada ondulação na corrente do capacitor.

A primeira parcela da ondulação na tensão de saída pode ser obtida considerando que, durante a descarga do capacitor, a tensão sobre seus terminais permanece praticamente constante (i.e., a ondulação da tensão de saída é pequena quando comparada ao seu valor médio). O capacitor descarrega-se durante a primeira etapa de operação do conversor, fornecendo a corrente de carga (relativo à saída 1):

$$\Delta V_{o1\_1} = \frac{I_{o1} \cdot d_{1\_max}}{C_{o1} \cdot f_s} \quad (2.32)$$

Definindo uma ondulação de tensão de 0,9V (correspondente a 5% da tensão média de saída 1), e isolando para  $C_{o1}$ , tem-se:

$$C_{o1} = \frac{0,2 \cdot 0,615}{0,9 \cdot 67.000} \cong 2,04\mu\text{F} \quad (2.33)$$

Como a fonte auxiliar deve ser capaz de suprir periodicamente, por curtos intervalos de tempo, correntes muito superiores ao valor médio  $I_{o1}$  especificado (devido aos requisitos de disparo dos diversos transistores MOSFET do circuito de potência), utilizar-se-á um capacitor de saída maior do que o calculado em (2.33). O capacitor escolhido é o B41859-A7107-M da Epcos, cujas características são mostradas na Tabela 3-2:

Tabela 3-2 - Características do capacitor de filtragem da saída 1 da fonte auxiliar. [40]

Parâmetro	Valor	Observações
$C_N$	100 $\mu$ F	Capacitância nominal
tol	20%	Tolerância no valor da capacitância
$\tan\delta_{max}$	0,12	Fator de dissipação (120Hz / 20°C)
$I_{ac_{max}}$	500mA (rms)	Máxima ondulação de corrente permitida (100kHz / 105°C)

De posse destas informações, deve-se verificar a adequação do referido componente ao projeto. A segunda parcela da ondulação na tensão de saída é obtida através da expressão (2.34):

$$\Delta V_{o1\_2} = \frac{I_{pico} \cdot RSE_{fs}}{n_1} \quad (2.34)$$

$RSE_{fs}$  é a resistência série equivalente do capacitor na frequência de comutação do conversor (que coincide com a frequência da ondulação da tensão de saída), e é calculada como:

$$RSE_{fs} = \frac{\tan \delta_{\max}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot C_{\min}} = \frac{0,12}{2 \cdot \pi \cdot 67.000 \cdot 0,8 \cdot 100 \cdot 10^{-6}} \cong 3,56 \text{m}\Omega \quad (2.35)$$

$C_{\min}$  é a mínima capacitância esperada do componente, calculada com base na tolerância do referido capacitor. Calculando agora a corrente de pico no primário, por meio de (2.1):

$$I_{pico} = \frac{V_{in\_min} \cdot d_{1\_max} \cdot T_s}{L_M} = \frac{75 \cdot 0,615}{3 \cdot 10^{-3} \cdot 67.000} \cong 0,23 \text{A} \quad (2.36)$$

Aplicando os valores em (2.34) obtém-se:

$$\Delta V_{o1\_2} = \frac{0,23 \cdot 3,56 \cdot 10^{-3}}{0,158} \cong 5,2 \text{mV} \quad (2.37)$$

Observa-se que, graças ao elevado valor de capacitância escolhido, a ondulação da tensão de saída ficou abaixo do valor de 0,9V previamente estipulado. Resta calcular o valor eficaz da corrente do capacitor, e compará-lo ao limite estabelecido na Tabela 3-2. Antes, porém, é conveniente determinar os esforços de corrente no interruptor M1 e no diodo D1. O valor eficaz da corrente sobre o interruptor é dado pela equação (2.38):

$$I_{s\_ef} = I_{pico} \cdot \sqrt{\frac{d_{1\_max}}{3}} \quad (2.38)$$

Transportando para a equação o valores calculados em (2.27) e (2.36), tem-se:

$$I_{s\_ef} = 0,23 \cdot \sqrt{\frac{0,615}{3}} \cong 0,104 \text{A} \quad (2.39)$$

A corrente eficaz do diodo D1, por sua vez, é dada por:

$$I_{D1\_ef} = \frac{I_{pico}}{n_1} \cdot \sqrt{\frac{1-d_{1\_max}}{3}} = \frac{0,23}{0,158} \cdot \sqrt{\frac{1-0,615}{3}} \cong 0,52 \text{A} \quad (2.40)$$

A ondulação de corrente eficaz do capacitor de saída é apresentada na expressão (2.41):

$$I_{C1\_ef} = \sqrt{I_{D1\_ef}^2 - I_{o1}^2} = \sqrt{0,52^2 - 0,2^2} \cong 0,48A \quad (2.41)$$

Fica então demonstrado que o capacitor escolhido é adequado aos requisitos de projeto.

Efetuada os mesmos cálculos agora para a saída 2 segue:

$$C_{o2} = \frac{I_{o2} \cdot d_{1\_max}}{\Delta V_{o2} \cdot f_s} = \frac{0,1 \cdot 0,615}{0,25 \cdot 67.000} \cong 3,67\mu F \quad (2.42)$$

Da mesma forma que para a saída 1, utilizar-se-á um capacitor de saída maior do que o calculado em (2.42). O capacitor escolhido é o B41859-A3228-M da Epcos, cujas características são mostradas na Tabela 3-3:

Tabela 3-3 - Características do capacitor de filtragem da saída 2 da fonte auxiliar. [40]

Parâmetro	Valor	Observações
C <sub>N</sub>	2.200μF	Capacitância nominal
tol	20%	Tolerância no valor da capacitância
tanδ <sub>max</sub>	0,21	Fator de dissipação (120Hz / 20°C)
I <sub>ac</sub> <sub>max</sub>	1.620mA (rms)	Máxima ondulação de corrente permitida (100kHz / 105°C)

De posse destas informações, deve-se verificar a adequação do referido componente ao projeto.

$$RSE_{fs} = \frac{\tan \delta_{max}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot C_{min}} = \frac{0,21}{2 \cdot \pi \cdot 67.000 \cdot 0,8 \cdot 2.200 \cdot 10^{-6}} \cong 0,283m\Omega \quad (2.43)$$

$$\Delta V_{o2\_2} = \frac{I_{pico} \cdot RSE_{fs}}{n_2} = \frac{0,23 \cdot 0,283 \cdot 10^{-3}}{0,05} \cong 1,3mV \quad (2.44)$$

Observa-se que, graças ao elevado valor de capacitância escolhido, a ondulação da tensão de saída ficou abaixo de 0,25V. Resta calcular o valor eficaz da corrente do capacitor, e compará-lo ao limite estabelecido na Tabela 3-3:

$$I_{D2\_ef} = \frac{I_{pico}}{n_2} \cdot \sqrt{\frac{1 - d_{1\_max}}{3}} = \frac{0,23}{0,05} \cdot \sqrt{\frac{1 - 0,615}{3}} \cong 1,644A \quad (2.45)$$

$$I_{C2\_ef} = \sqrt{I_{D2\_ef}^2 - I_{o2}^2} = \sqrt{1,644^2 - 0,1^2} \cong 1,641A \quad (2.46)$$

Fica então demonstrado que o capacitor escolhido é adequado aos requisitos de projeto.

O cálculo das máximas tensões reversas aplicadas sobre os diodos D1 e D2 pode ser feito com o auxílio das seguintes expressões:

$$V_{D1\_max} = n_1 \cdot V_{in\_max} + V_{o1} = 0,158 \cdot 400 + 18 \cong 81V \quad (2.47)$$

$$V_{D2\_max} = n_2 \cdot V_{in\_max} + V_{o2} = 0,05 \cdot 400 + 5 = 25V \quad (2.48)$$

A Fig. 3.4 mostra o circuito do grampeador empregado no conversor *Flyback* [41]. Quando o interruptor M1 é desligado, produz-se um pico de tensão elevada no dreno do transistor, associado à indutância de dispersão do transformador. A função do grampeador é justamente limitar esta tensão em um nível seguro, que não provoque a ruptura e eventual destruição do MOSFET. Para tanto, o referido circuito absorve a corrente que circula através da indutância de dispersão por meio da polarização do diodo  $D_g$ , quando a tensão no dreno do transistor supera a tensão do nó X mostrado na figura. Considera-se que a tensão sobre o capacitor  $C_g$ , imposta ao dreno do transistor com a polarização de  $D_g$ , não se altera significativamente durante um período de comutação.

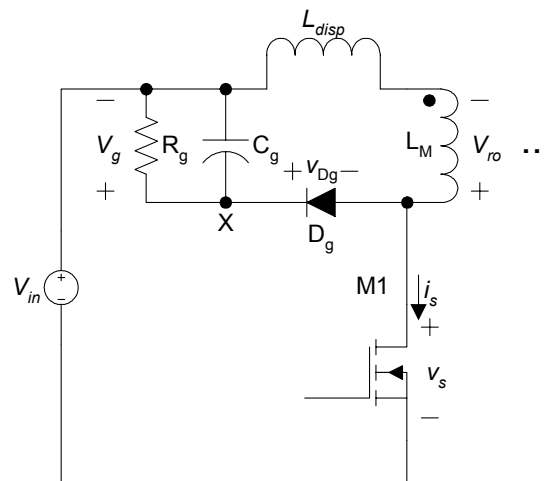


Fig. 3.4 - Circuito do grampeador para o conversor *Flyback*.

O primeiro passo para o projeto do grampeador é determinar a potência dissipada na rede RC. Esta potência depende da energia acumulada na indutância de dispersão durante o intervalo de condução do interruptor M1, e tem seu valor máximo para condição de carga nominal nas saídas do conversor. Se a indutância de dispersão não for conhecida (i.e., não puder ser medida após a confecção do transformador), pode ser estimada em 1% a 2% da indutância magnetizante, para núcleos com entreferro localizado, ou em até 1% da indutância magnetizante de transformadores com núcleo toroidal com entreferro distribuído [36].



Seja qual for o caso, a potência dissipada no grampeador é dada por:

$$P_g = \frac{L_{disp} \cdot I_{pico}^2 \cdot f_s \cdot V_g}{2 \cdot (V_g - V_{ro})} \quad (2.49)$$

$L_{disp}$  é a indutância de dispersão do transformador.  $V_{ro}$  é a tensão de saída refletida ao primário do transformador, durante o intervalo em que circula corrente nos enrolamentos secundários, e vale:

$$V_{ro} = \frac{V_{o1} + V_f}{n_1} = \frac{18 + 1}{0,158} \cong 120V \quad (2.50)$$

A tensão  $V_g$  sobre o capacitor de grampeamento deve ser maior do que  $V_{ro}$  e usualmente programa-se esta tensão para que seja de 2 a 2,5 vezes o valor de  $V_{ro}$ . Desta forma:

$$V_g = 2 \cdot 120 = 240V \quad (2.51)$$

Após a confecção do transformador — cujo projeto será detalhado a seguir — a indutância de dispersão foi medida, e seu valor é 112μH. Desta forma, a potência dissipada no resistor  $R_g$  pode ser calculada:

$$P_g = \frac{112 \cdot 10^{-6} \cdot 0,23^2 \cdot 67.000 \cdot 240}{2 \cdot (240 - 120)} \cong 0,4W \quad (2.52)$$

O valor da resistência de  $R_g$ , por sua vez, é dado por:

$$R_g = \frac{V_g^2}{P_g} = \frac{240^2}{0,4} \cong 150k\Omega \quad (2.53)$$

Utilizar-se-á um resistor de  $150k\Omega \times 1W$ . A capacitância de grampeamento  $C_g$  é então determinada estipulando-se uma ondulação máxima da tensão de grampeamento  $V_g$ . Uma ondulação de 5% é razoável, e neste caso a capacitância  $C_g$  é assim calculada:

$$C_g = \frac{V_g}{\Delta V_g \cdot R_g \cdot f_s} = \frac{240}{0,05 \cdot 240 \cdot 150.000 \cdot 67.000} \cong 2nF \quad (2.54)$$

Para  $C_g$  será empregado um capacitor de  $2,2nF \times 1,2kV$ , da Epcos, código B32692-A7222-K.

A tensão reversa máxima que o diodo de grampeamento  $D_g$  deve ser capaz de suportar é exatamente a máxima tensão que é aplicada sobre o interruptor M1, portanto:

$$V_{Dg\_max} = V_{s\_max} = V_{in\_max} + V_g = 400 + 240 = 640V \quad (2.55)$$

Observa-se que o valor de  $V_{s\_max}$  calculado em (2.55) difere do valor anteriormente estipulado em (2.24), e é usual observar-se, na prática, um acréscimo de 5V a 10V no valor calculado em (2.55), devido ao efeito de indutâncias parasitas. Ainda assim, o valor de 640V corresponde a 80% da tensão de ruptura do transistor MOSFET que integra o circuito integrado KA5M0380R, havendo portanto uma razoável margem de segurança com relação a este parâmetro.

O diodo de grampeamento deve ser dimensionado para suportar uma corrente de pico igual a  $I_{pico}$ , muito embora sua corrente eficaz seja bastante reduzida, uma vez que a desmagnetização da indutância de dispersão ocorre rapidamente. A Tabela 3-4 mostra um resumo dos esforços de corrente e tensão sobre os diversos semicondutores da fonte auxiliar, e apresenta os códigos dos componentes selecionados. Os diodos das saídas do conversor *Flyback*, D1 e D2, são diodos rápidos (uma das vantagens da operação em condução descontínua), mas o diodo de grampeamento,  $D_g$ , deve ser ultra-rápido.

Tabela 3-4 - Esforços máximos sobre os semicondutores da fonte auxiliar.

Referência	Máxima tensão sobre o componente (V)	Máxima corrente eficaz no componente (A)	Componente escolhido
DB1	400	0,097	4 × 1N4005
D1	81	0,52	1N4935
D2	25	1,65	MR850
$D_g$	640	0,23 (corrente de pico)	MUR180E
M1	640	0,104	(integrado)

Resta ainda projetar o transformador do conversor. O núcleo a ser utilizado é do tipo EE com entreferro na perna central, fabricado pela *Thornton*. Cabe ressaltar que o projeto do transformador é um processo iterativo e que, diante da escolha de um determinado núcleo, certas condições devem ser verificadas e satisfeitas.

O núcleo escolhido é o NEE-30/15/14-100-IP12R, da *Thornton*. As características deste núcleo são mostradas na Tabela 3-5.

Tabela 3-5 - Características do núcleo do transformador da fonte auxiliar.

Parâmetro	Valor
Secção transversal da perna central ( $A_e$ )	122,0mm <sup>2</sup>
Área da janela ( $A_w$ )	85mm <sup>2</sup>
Fator de indutância ( $A_l$ )	100nH
Entreferro (g)	1,93mm
Massa	21,0g
Volume efetivo ( $V_e$ )	8.174,0mm <sup>3</sup>
Perda por potência	100mW/g (a 23°C; 0,25T; 70kHz)

O transformador deve ser construído de tal maneira que, mesmo em uma condição de sobrecorrente, não ocorra saturação do núcleo. O número mínimo de espiras do enrolamento primário que assegura que o núcleo não sature na condição de sobrecorrente pode ser determinado:

$$n_{p\_min} = \frac{L_M \cdot I_{over}}{B_{sat} \cdot A_e} \quad (2.56)$$

$I_{over}$  é o limite pulso a pulso de corrente do circuito integrado KA5M0380R. Esta é a máxima corrente que pode circular pelo enrolamento primário, uma vez que, a partir deste valor, entra em ação a proteção de sobrecorrente do FPS.  $B_{sat}$  é a densidade de fluxo de saturação, cujo valor adotado para os cálculos é 0,35T. Então:

$$n_{p\_min} = \frac{3 \cdot 10^{-3} \cdot 2,41}{0,35 \cdot 122 \cdot 10^{-6}} \cong 169 \text{ espiras} \quad (2.57)$$

Por outro lado, o número de espiras necessário para que a indutância magnetizante do transformador seja igual ao estipulado é:

$$n_p = \sqrt{\frac{L_M}{A_l}} = \sqrt{\frac{3 \cdot 10^{-3}}{100 \cdot 10^{-9}}} \cong 173 \text{ espiras} \quad (2.58)$$

Portanto, a princípio, o núcleo escolhido é adequado, uma vez que o número de espiras adotado para o primário é superior ao mínimo calculado pelo critério da saturação do núcleo. Resta projetar os enrolamentos do transformador e verificar se o fator de ocupação da janela do núcleo é razoável.

O número de espiras do secundário da saída 1 é dado por:

$$n_{s1} = n_1 \cdot n_p = 0,158 \cdot 173 \cong 27 \text{ espiras} \quad (2.59)$$

O número de espiras do secundário da saída 2 é:

$$n_{s2} = n_2 \cdot n_p = 0,05 \cdot 173 \cong 9 \text{ espiras} \quad (2.60)$$

Os valores eficazes das correntes que circulam pelos três enrolamentos já foram determinados:

$$I_{p\_ef} = I_{s\_ef} = 0,104A \quad (2.61)$$

$$I_{s1\_ef} = I_{D1\_ef} = 0,52A \quad (2.62)$$

$$I_{s2\_ef} = I_{D2\_ef} = 1,65A \quad (2.63)$$

A profundidade de penetração no cobre, na frequência de comutação, é dada por:

$$\delta = \frac{66,1}{\sqrt{f_s}} = \frac{66,1}{\sqrt{67.000}} \cong 0,26\text{mm} \quad (2.64)$$

Para melhor aproveitamento dos condutores, deve-se admitir um diâmetro máximo dos fios igual ao dobro da profundidade de penetração:

$$\varnothing_{\max} = 2 \cdot \delta = 2 \cdot 0,26 = 0,52\text{mm} \quad (2.65)$$

A densidade de corrente  $J$  é estabelecida em  $400\text{A/cm}^2$ . Então, as secções transversais necessárias para os condutores podem ser determinadas:

$$S_{Cu\_p} = \frac{I_{p\_ef}}{J} = \frac{0,104}{400} \cong 2,6 \cdot 10^{-4} \text{cm}^2 \quad (2.66)$$

$$S_{Cu\_s1} = \frac{I_{s1\_ef}}{J} = \frac{0,52}{400} \cong 1,3 \cdot 10^{-3} \text{cm}^2 \quad (2.67)$$

$$S_{Cu\_s2} = \frac{I_{s2\_ef}}{J} = \frac{1,65}{400} \cong 4,1 \cdot 10^{-3} \text{cm}^2 \quad (2.68)$$

A Tabela 3-6 mostra os dados dos condutores empregados em cada um dos enrolamentos do transformador.

Tabela 3-6 - Condutores dos enrolamentos do transformador da fonte auxiliar.

Enrolamento	Fio	Número de condutores	Número de espiras	Área total de cobre	Secção transversal de cada fio (incluindo isolamento)
Primário	AWG 33	1	173	$2,54 \cdot 10^{-4} \text{cm}^2$	$3,71 \cdot 10^{-4} \text{cm}^2$
Secundário 1	AWG 25	1	27	$1,624 \cdot 10^{-3} \text{cm}^2$	$2,078 \cdot 10^{-3} \text{cm}^2$
Secundário 2	AWG 24	2	9	$4,094 \cdot 10^{-3} \text{cm}^2$	$2,586 \cdot 10^{-3} \text{cm}^2$

Calcula-se então a área ocupada em cada janela do núcleo pelos três enrolamentos:

$$A_{w\_enrol} = 1 \cdot 173 \cdot 3,71 \cdot 10^{-4} + 1 \cdot 27 \cdot 2,078 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 9 \cdot 2,586 \cdot 10^{-3} \cong 16,7\text{mm}^2 \quad (2.69)$$

O fator de ocupação do núcleo é, portanto:

$$K_{ocup} = \frac{A_{w\_enrol}}{A_w} = \frac{16,7}{85} \cong 0,2 \quad (2.70)$$

O transformador projetado pode ser facilmente construído, visto que o fator de ocupação do núcleo é bastante reduzido.

Embora o rendimento da estrutura não seja uma das restrições de projeto da fonte auxiliar, é necessário estimar as perdas no interruptor MOSFET do conversor, para que se verifique a necessidade ou não de colocação de um dissipador de calor no circuito integrado KA5M0380R. As perdas totais no interruptor são divididas em perdas de condução e perdas de comutação. A primeira parcela é dada por:

$$P_{s\_cond} = I_{s\_ef}^2 \cdot R_{dson} = 0,104^2 \cdot 4 \cong 0,043\text{W} \quad (2.71)$$

O valor de  $R_{dson}$  foi obtido no manual do componente, tendo sido utilizado o valor típico. A segunda parcela das perdas, oriunda da comutação do interruptor, é estimada em:

$$P_{s\_comut} = \frac{C_{oss} \cdot V_{s\_max}^2 \cdot f_s}{2} = \frac{75,6 \cdot 10^{-12} \cdot 640^2 \cdot 67.000}{2} \cong 1,04\text{W} \quad (2.72)$$

Desta forma, a perda total estimada do interruptor é:

$$P_{s\_total} = P_{s\_cond} + P_{s\_comut} = 0,043 + 1,04 \cong 1,1\text{W} \quad (2.73)$$

### 3.5.3. Projeto do compensador

A função de transferência que relaciona a tensão de saída com a corrente de controle (corrente de pico do primário) para o conversor *Flyback* operando em condução descontínua, com controle em modo corrente, é dada por:

$$F(s) = \frac{V_{oi}(s)}{I_c(s)} = \frac{V_{oi}}{I_c} \cdot \frac{s^2 \cdot \left\{ (n_i \cdot M_i - M_i^2) \cdot \frac{RSE}{R_{oi\_eff}} \cdot L_M \cdot C_{oi} \right\} + s \cdot \left\{ (n_i \cdot M_i - M_i^2) \cdot \frac{L_M}{R_{oi\_eff}} + RSE \cdot C_{oi} \right\} + 1}{s^2 \cdot \left\{ [(n_i^2 - M_i^2) \cdot (RSE + R_{oi\_eff}) - M_i^2 \cdot RSE] \cdot \frac{L_M \cdot C_{oi}}{2 \cdot R_{oi\_eff}} \right\} + s \cdot \left\{ (n_i^2 - 2 \cdot M_i^2) \cdot \frac{L_M}{2 \cdot R_{oi\_eff}} + \frac{(R_{oi\_eff} + 2 \cdot RSE)}{2} \cdot C_{oi} \right\} + 1} \quad (2.74)$$

Na equação (2.74), o índice  $i$  refere-se à saída do conversor (com múltiplas saídas) cuja tensão é controlada.  $R_{oi\_eff}$  é a resistência efetiva de carga, calculada em relação à tensão da saída sob controle, e que é determinada pela eq. (2.8). Para a saída 2 do conversor que está sendo projetado, tem-se então:

$$R_{o2\_eff} = \frac{5^2}{4,1} \cong 6,1\Omega \quad (2.75)$$

$M_i$  é a característica de transferência para a  $i$ -ésima saída do conversor, determinada a partir da eq. (2.9). Para a saída 2:

$$M_{2\_min} = \frac{5}{75} \cong 0,067 \quad (2.76)$$

$$M_{2\_max} = \frac{5}{400} = 0,0125 \quad (2.77)$$

Os subíndices “min” e “max” referem-se à operação do conversor com tensão de entrada mínima e máxima, respectivamente.  $I_c$  é o ponto de operação da corrente de controle, e é dado por:

$$I_c = V_{oi} \cdot \sqrt{\frac{2}{R_{oi\_eff} \cdot L_M \cdot f_s}} = 5 \cdot \sqrt{\frac{2}{6,1 \cdot 3 \cdot 10^{-3} \cdot 67.000}} \cong 0,202A \quad (2.78)$$

Observa-se que o ponto de operação da corrente de controle, assim como o ganho estático da função de transferência da eq. (2.74), independem da tensão de entrada  $V_{in}$  do conversor, o que é uma das vantagens mais notórias do controle por modo corrente [2].

Uma publicação da *Fairchild* apresenta um modelo simplificado para o conversor *Flyback* operando em condução descontínua. Neste modelo, a indutância magnetizante  $L_M$  do transformador é desconsiderada, o que é justificado para frequências suficientemente menores do que a frequência de comutação. No modo de condução descontínua, o valor da indutância é pequeno, e desta forma os pólos e zeros a ela associados ocorrem em frequência próximas ou maiores do que a frequência de comutação [4]. Isto foi de fato constatado quando os diversos parâmetros do conversor foram aplicados à eq. (2.74).

Desta forma, fazendo  $L_M = 0$  na eq. (2.74), obtém-se o modelo simplificado da eq. (2.79):

$$F(s) = \frac{V_{oi}(s)}{I_c(s)} = \frac{V_{oi}}{I_c} \cdot \frac{s \cdot RSE \cdot C_{oi} + 1}{s \cdot \left[ \frac{(R_{oi\_eff} + 2 \cdot RSE)}{2} \cdot C_{oi} \right] + 1} \quad (2.79)$$

A função de transferência da eq. (2.79), com os valores apropriados, está graficamente representada na Fig. 3.5, na forma de diagramas de Bode de módulo e fase. Para efeito de comparação, a função de transferência completa da eq. (2.74), no ponto de operação  $M_{2\_max}$ , também foi representada.

A relação entre a corrente de controle  $I_c(s)$  e a tensão de realimentação  $V_{FB}(s)$  do circuito integrado KA5M0380R é dada por [41]:

$$\frac{I_c(s)}{V_{FB}(s)} = K = \frac{I_{over}}{V_{FBsat}} = \frac{2,15}{3} \cong 0,717\Omega^{-1} \quad (2.80)$$

$K$  é o fator de controle da corrente do circuito integrado.  $I_{over}$  e  $V_{FBsat}$  são obtidos do manual do componente [43]. Ao se multiplicar o fator  $K$  pela função de transferência em (2.74) ( ou em (2.79) ), obtém-se a relação entre  $V_{o2}(s)$  e  $V_{FB}(s)$ .

O circuito compensador sugerido pela *Fairchild* é mostrado na Fig. 3.6. Sua função de transferência é dada pela eq. (2.81).

$$\frac{V_{FB}(s)}{V_{o2}(s)} = -\frac{R_B}{s \cdot R_1 \cdot R_D \cdot C_F} \cdot \frac{1 + s \cdot R_F \cdot C_F}{1 + s \cdot R_B \cdot C_B} \quad (2.81)$$

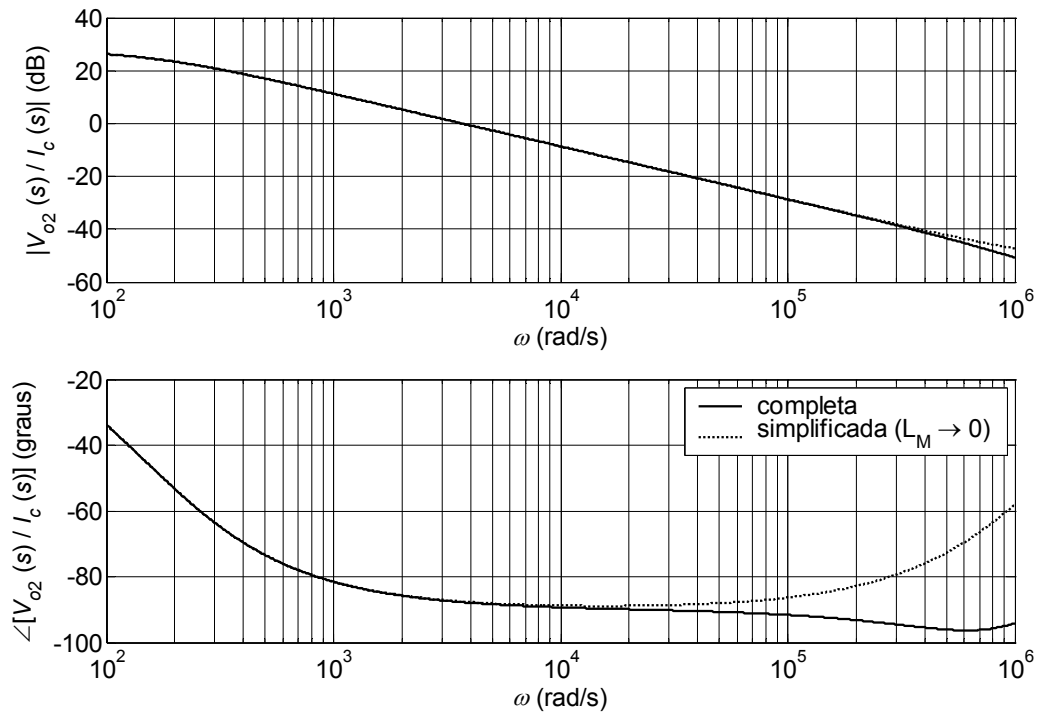


Fig. 3.5 - Diagramas de bode do sistema  $F(s) = \frac{V_{o2}(s)}{I_c(s)}$ , para as funções de transferência completa e simplificada do conversor *Flyback*.

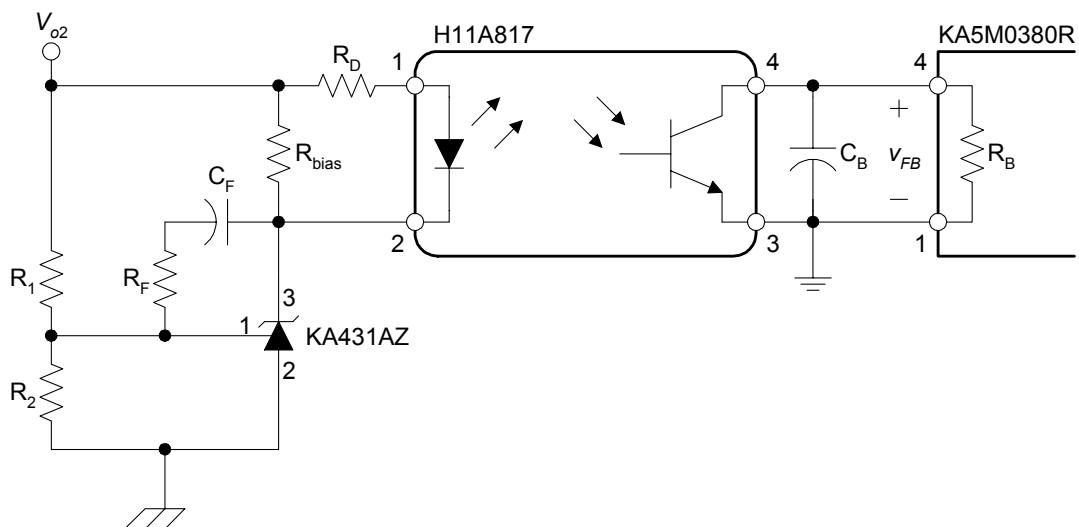


Fig. 3.6 - Circuito do compensador [41].

Nem todos os parâmetros da eq. (2.81) são livres.  $R_B$  é a resistência interna de polarização do circuito integrado KA5M0380R, cujo valor típico é de 2,8k $\Omega$ . A resistência  $R_D$  deve ser calculada segundo a eq. (2.82):

$$R_D < \frac{V_{o2} - V_{OP} - 2,5}{I_{FB}} = \frac{5 - 1 - 2,5}{1 \cdot 10^{-3}} = 1.500\Omega \quad (2.82)$$

$V_{OP}$  é a queda de tensão sobre o LED do optoacoplador, em torno de 1V.  $I_{FB}$  é a corrente de realimentação do circuito integrado, tipicamente 1mA. Adotar-se-á o valor de 1k $\Omega$  para a resistência  $R_D$ .

O capacitor  $C_B$  está relacionado ao mecanismo de desligamento retardado do circuito integrado, variando tipicamente entre 10nF e 50nF. Ele não pode, portanto, ser arbitrariamente dimensionado.

Para auxiliar o projeto do compensador utilizou-se a ferramenta computacional *Matlab*. Ela possibilita o ajuste interativo dos parâmetros do compensador e a rápida visualização dos resultados através de diagramas de Bode e do lugar das raízes do sistema em malha fechada. Primeiramente, foi definida uma frequência de corte  $f_c$  para a planta compensada. O zero do compensador foi posicionado em torno de um terço desta frequência, e com isto os valores de  $R_F$  e  $C_F$  foram calculados:

$$f_c = 1\text{kHz} \quad (2.83)$$

$$f_z = \frac{f_c}{3} = \frac{1.000}{3} \cong 333\text{Hz} \quad (2.84)$$

$$C_F = 10\text{nF} \quad (2.85)$$

$$R_F = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_z \cdot C_F} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 333 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} \cong 47,8\text{k}\Omega \quad (2.86)$$

Observa-se que primeiramente foi estipulado o valor do capacitor  $C_F$ . Empregar-se-á o valor comercial de 47k $\Omega$  para o resistor  $R_F$ .

O pólo livre do compensador foi alocado em uma frequência igual a três vezes o valor da frequência de corte desejada. Desta forma, o capacitor  $C_B$  fica também definido:

$$f_p = 3 \cdot f_c = 3 \cdot 1.000 = 3\text{kHz} \quad (2.87)$$

$$C_B = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot R_B} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 3.000 \cdot 2.800} \cong 19\text{nF} \quad (2.88)$$

O valor comercial utilizado para este componente é 22nF.



Por fim, com o auxílio do programa *Matlab*, o ganho  $K_c$  do compensador foi ajustado de forma que a frequência de corte do sistema ficasse em 1kHz. Este ganho pode ser obtido da eq. (2.81):

$$K_c = \frac{R_B}{R_1 \cdot R_D \cdot C_F} = 5.000 \quad (2.89)$$

O único componente ainda não dimensionado — referente à função de transferência do compensador — é o resistor  $R_1$ . Seu valor é então calculado:

$$R_1 = \frac{R_B}{K_c \cdot R_D \cdot C_F} = \frac{2.800}{5.000 \cdot 1.000 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} = 56k\Omega \quad (2.90)$$

Dado que a tensão nominal do pino de referência do circuito integrado KA431AZ é de 2,5V, e que a tensão  $V_{o2}$  é de 5V, o resistor  $R_2$  deve ter o mesmo valor de  $R_1$ , ou seja, 56k $\Omega$ .

O diagrama de Bode do sistema em malha aberta, com a inclusão do compensador, é mostrado na Fig. 3.7. A margem de fase obtida é de 54,4°, na frequência de cruzamento  $f_c$  de 1kHz. Desta forma, o conversor *Flyback* foi adequadamente compensado.

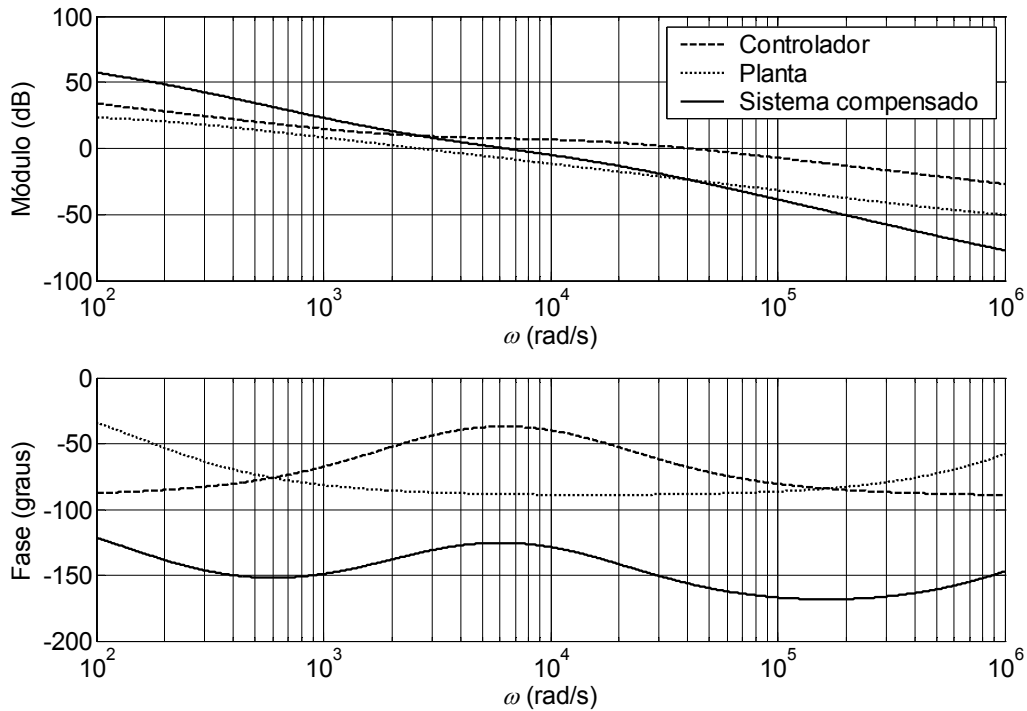


Fig. 3.7 - Diagramas de bode do controlador, da planta  $F_1(s) = \frac{V_{o2}(s)}{V_{FB}(s)}$ , e do sistema compensado.

### 3.6. Resultados experimentais

Inicialmente a fonte auxiliar descrita neste capítulo foi montada em uma placa de circuito impresso própria, para verificação do funcionamento da estrutura. Os testes foram realizados com cargas resistivas, dimensionadas de forma que a potência total de saída durante os ensaios ficou muito próxima do valor especificado de projeto. Posteriormente, a fonte auxiliar foi ligada à placa contendo o restante do circuito do módulo de controle do contactor. Comprovado o funcionamento do sistema, foi montada então a placa final contendo todo o circuito da unidade de controle eletrônico, incluindo a fonte auxiliar, o circuito de potência, o microcontrolador e os circuitos de comando.

A seguir são apresentadas aquisições que caracterizam alguns dos aspectos mais importantes da operação da fonte auxiliar. Devido à dificuldade de medição dos sinais de corrente na placa de circuito impresso, apenas formas de onda de tensão são mostradas nas figuras. Na Fig. 3.8 é ilustrada a forma de onda da tensão sobre o interruptor do conversor *Flyback* ( $v_s$ ), para tensão alternada de entrada ( $V$ ) de 250V eficazes. A figura mostra que, mesmo para esta elevada tensão de entrada, próxima do valor máximo especificado (275V), o pico de tensão sobre o interruptor ainda permaneceu razoavelmente abaixo do limite do componente, que é 800V. De fato, como mostra a Fig. 3.9, a tensão média sobre o capacitor de grameamento ( $V_g$ ) se manteve abaixo do valor de projeto (240V), contribuindo para a relativa folga no valor de pico da tensão sobre o interruptor.

Na Fig. 3.10 e na Fig. 3.11 são mostradas as tensões das duas saídas da fonte auxiliar durante a partida. Na Fig. 3.10 a tensão de entrada é de 85V eficazes, enquanto que na Fig. 3.11 a tensão de entrada é de 250V eficazes. Para eliminar o sobrepassamento nas tensões de saída durante a partida, foi empregado um circuito de partida suave (*soft start*) [42]. Ainda sim, pode-se observar um pequeno sobrepassamento na forma de onda da tensão na saída 1, o que não chega a ser problemático. As aquisições também deixam claro que o desempenho da fonte auxiliar foi satisfatório: a malha de realimentação conseguiu manter reguladas as tensões de saída ao longo de toda a faixa de operação para a qual a estrutura foi projetada.

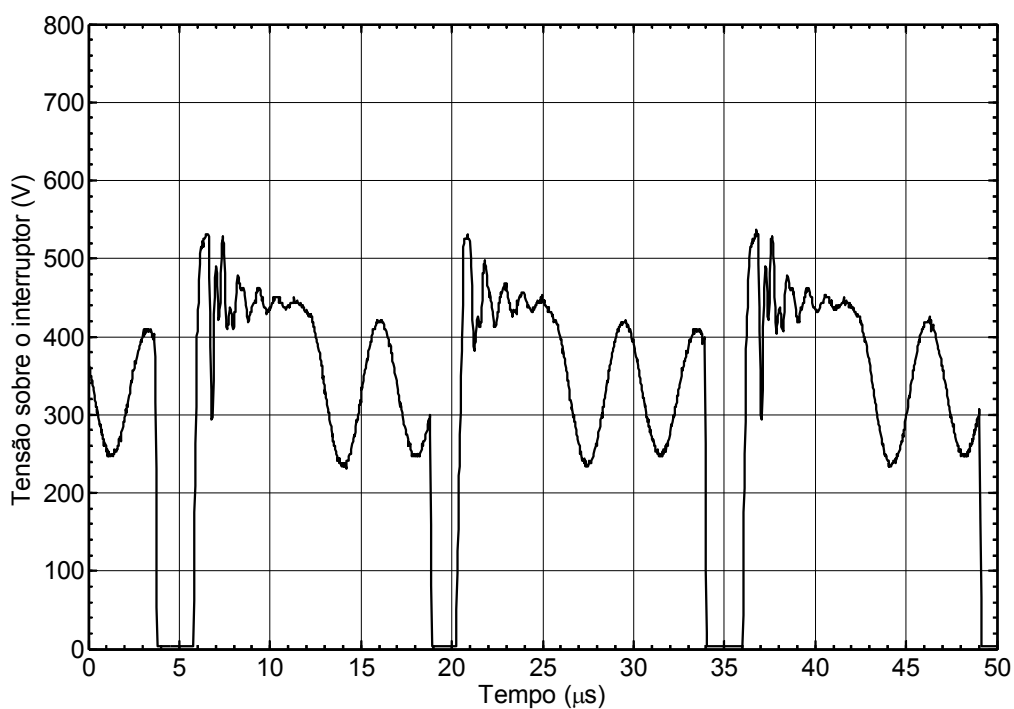


Fig. 3.8 - Tensão sobre o interruptor do conversor *Flyback* ( $V=250V$  eficazes, 60Hz).

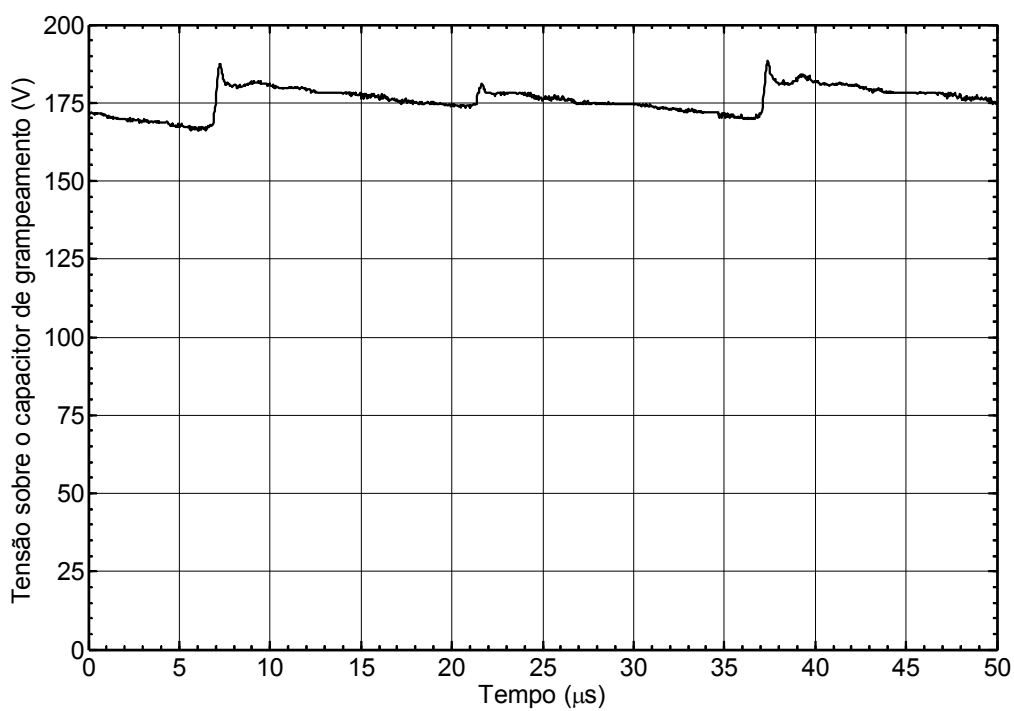


Fig. 3.9 - Tensão sobre o capacitor de grampeamento ( $V=250V$  eficazes, 60Hz).

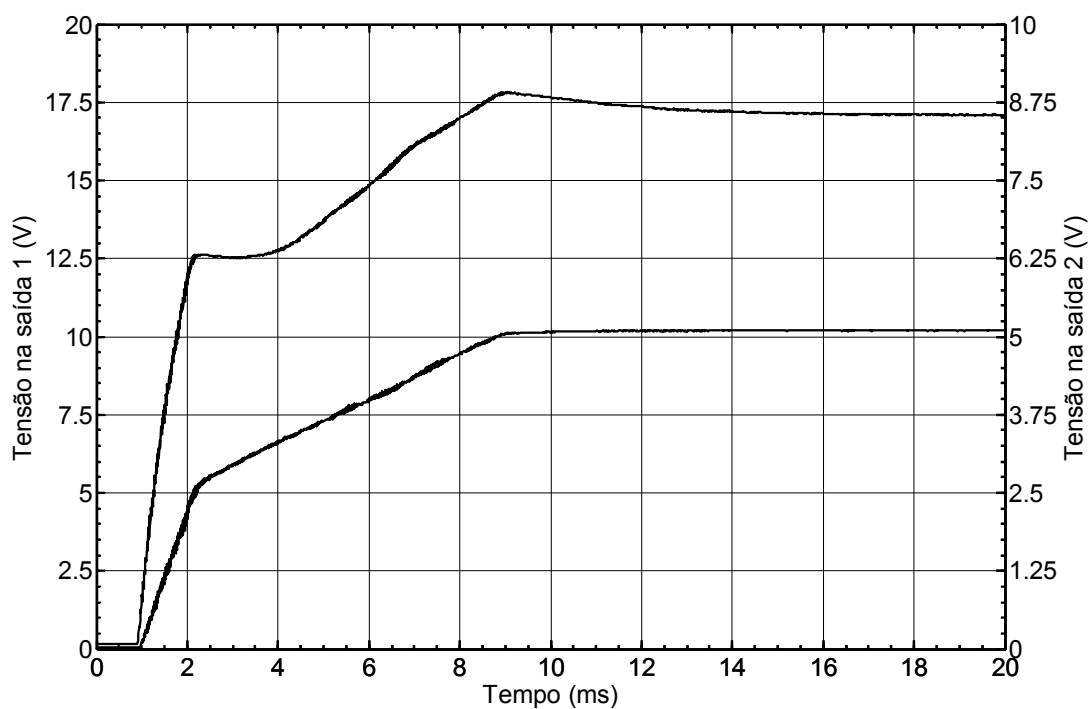


Fig. 3.10 - Tensões nas saídas da fonte auxiliar durante a partida ( $V=85\text{V}$  eficazes, 60Hz).

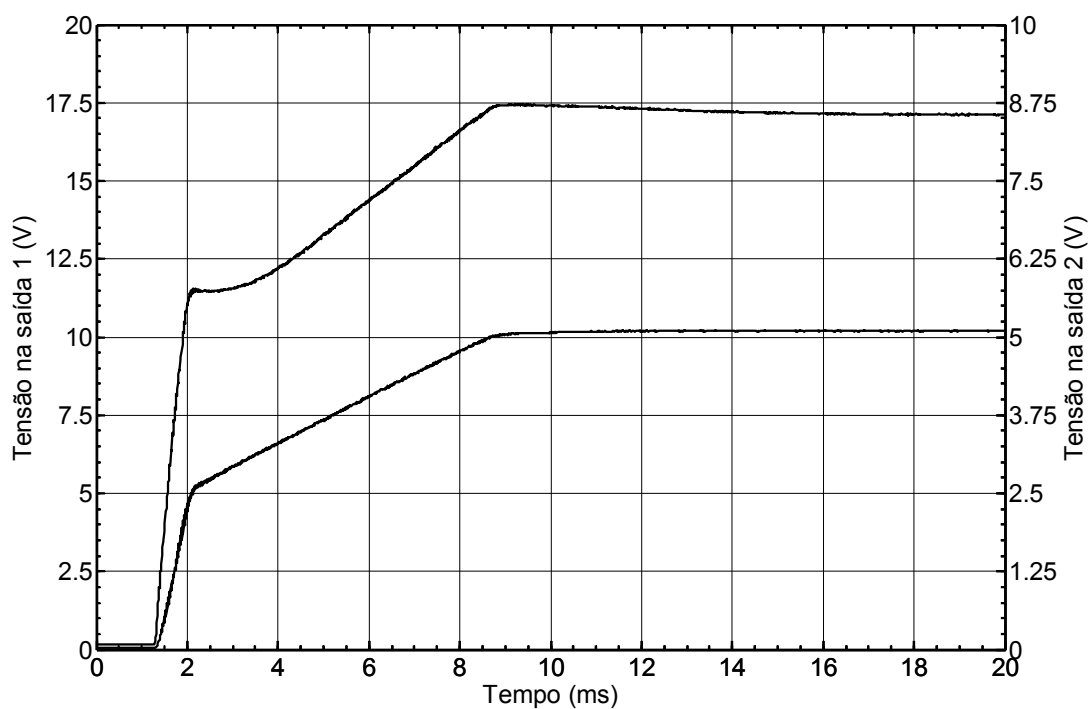


Fig. 3.11 - Tensões nas saídas da fonte auxiliar durante a partida ( $V=250\text{V}$  eficazes, 60Hz).

### 3.7. Conclusões

A fonte auxiliar foi o tema do segundo capítulo. Foram enumerados os requisitos aos quais este primeiro bloco do circuito de controle deve atender, em particular a capacidade de operar tanto com tensões contínuas quanto tensões alternadas de entrada, dentro de uma faixa de variação bastante ampla. Os motivos que levaram à escolha do conversor *Flyback* para esta estrutura foram apresentados. Para garantir um circuito compacto, robusto e de custo reduzido, empregou-se um circuito integrado dedicado, que também foi abordado neste capítulo. O procedimento de projeto da fonte auxiliar, desde o dimensionamento do estágio de entrada até o levantamento do comportamento dinâmico do conversor *Flyback* e realização de um compensador para o seu controle em malha fechada, foi detalhado ao longo das seções precedentes. O circuito completo da fonte auxiliar, incluindo a lista de componentes utilizados, podem ser obtidos na seção 4.6.2, respectivamente na Fig. 4.10 e na Tabela 4-3. Por fim, foram apresentados resultados experimentais para comprovar o funcionamento da estrutura.

## **4. Contactor com controle eletrônico**

### **4.1. Introdução**

Um novo sistema de controle eletrônico para contactores eletromagnéticos será proposto neste capítulo. Destacar-se-ão os objetivos a serem alcançados com esta nova proposta e as especificações básicas elaboradas para o contactor com controle eletrônico, na seção 4.2. O sistema de controle será dividido em blocos fundamentais, sendo que o primeiro bloco — a fonte auxiliar — já foi abordado no capítulo anterior. A seção 4.3 tratará do circuito de potência para controle da energia transferida à bobina do contactor. Atenção especial será dada à desmagnetização da bobina (seção 4.3.1) e à medição de sua corrente (seção 4.3.2), duas questões fundamentais. A seção 4.4 introduzirá o microcontrolador, que é o componente central do sistema proposto. Pontos como a limitação da frequência de amostragem, e sua influência na escolha da frequência de comutação, serão discutidos. Os circuitos empregados no comando dos diversos interruptores do circuito de potência serão rapidamente revisados na seção 4.5. A seção 4.6 e demais subseções são dedicadas à análise detalhada dos diversos aspectos do programa (software) do sistema proposto, com destaque para a seção 4.6.2, que apresentará o diagrama esquemático completo do contactor com controle eletrônico. O controle da corrente da bobina do contactor (seção 4.6.3), a caracterização (seção 4.6.1) e detecção de seu fechamento (seção 4.6.4), e a solução adotada para reduzir o repique de seus contatos (seção 4.6.5) serão esmiuçados, dentre outros assuntos. Na seção 4.7 serão expostas as limitações dos algoritmos utilizados, não menos importantes que as virtudes até então destacadas. Conclusões específicas serão tomadas na seção 4.8, ao final deste capítulo.

### **4.2. Objetivos**

Conforme já foi abordado no capítulo introdutório, o controle eletrônico pode trazer uma série de benefícios ao contactor, com relação à sua operação, longevidade, confiabilidade e fabricação. Entretanto, alguns dos pontos destacados implicam em uma sofisticação tal dos circuitos de controle que muitas vezes os custos associados não conseguem ser justificados, nem ao fabricante do contactor, nem a seus potenciais clientes. É importante lembrar que, em muitos casos, o profissional encarregado de especificar o contactor para um determinado acionamento é um eletricista com pouco ou nenhum

conhecimento de eletrônica, e é normal que a indústria exiba uma certa relutância em aceitar “inovações”, especialmente quando estas mudanças significam um aumento dos custos iniciais em aplicações que vêm sendo atendidas pelos contactores convencionais há décadas. Por estas razões é de suma importância que, ao se propor um contactor com controle eletrônico, as metas do projeto sejam bem definidas e as vantagens, claramente destacadas.

O que este trabalho pretende apresentar não é exatamente um novo contactor, mas um sistema ou módulo eletrônico de controle para aplicação em contactores eletromagnéticos convencionais já existentes no mercado. Partindo deste princípio, a premissa fundamental do projeto é que o contactor em si não precise sofrer quaisquer alterações para ser acionado com sucesso pelo sistema proposto. Ainda, como a adição do circuito de controle inevitavelmente representará ao fabricante um acréscimo nos custos dos seus produtos, pretende-se desenvolver um sistema que agregue valor ao contactor, apresentando como vantagens:

- redução efetiva do repique nas manobras;
- operação ao longo de uma ampla faixa de valores de tensão de alimentação de comando, tanto em corrente contínua como em corrente alternada;
- redução da potência demandada da fonte de tensão de alimentação de comando para manter o contactor fechado, sem a necessidade de artifícios como o emprego de resistores externos, uso de contatos auxiliares, ou bobinas com derivações;
- proteção contra subtensões de alimentação de comando, trazendo confiabilidade à operação do contactor;
- utilização de um microcontrolador dedicado para realizar todas as tarefas de controle e supervisão. O controle digital, por não estar sujeito a variações paramétricas típicas dos sistemas analógicos (tolerância e envelhecimento dos componentes, variações com a temperatura, etc.), traz maior confiabilidade e precisão à operação do sistema, além dos tradicionais benefícios de flexibilidade de projeto, baixo consumo e capacidade de expansão com a facilidade de inclusão de novas funções ao módulo.

Um conjunto de especificações preliminares foi elaborado e é apresentado na Tabela 4-1.

Tabela 4-1 - Especificações para o projeto.

<i>Normas de produto</i>		
Norma de produto	IEC 60947-4-1	
Normas de ensaio de emissão conduzida (EMC)	IEC 60947-4-1 (Tab. 14)	
Normas de ensaio de imunidade para interrupção de tensão	IEC 61000-4-11	
<i>Especificações elétricas</i>		
Grandeza	Valor	Unidade
Faixa de tensões de alimentação de comando (CA/CC)	100...250	V
Temperatura ambiente	−25...70	°C
Faixa de frequência	50 / 60 / CC	Hz
<i>Especificações mecânicas</i>		
Grandeza	Valor	Unidade
Ricochete mecânico médio	0...2,5	ms
Máxima frequência de manobra mecânica	1.000	ciclos/h

Uma especificação crucial apresentada na tabela é a faixa de tensões de alimentação ( $U_s$ ). Conforme declara a norma, contactores eletromagnéticos devem fechar satisfatoriamente com qualquer valor entre 85% e 110% do seu valor de tensão designada de alimentação de comando  $U_s$ . Quando uma faixa de tensões de alimentação de comando é declarada, 85% devem ser aplicados ao menor valor, e 110% ao maior valor. Desta forma, para o presente projeto, o contactor deve fechar com qualquer tensão eficaz de entrada entre 85V e 275V eficazes em corrente alternada, ou em valores médios para acionamento em corrente contínua. A norma diz ainda, neste caso, que o contactor deve abrir por completo para tensões de alimentação de comando entre 75V ( $75\% \cdot 100V$ ) e 25V ( $10\% \cdot 250V$ ).

Um diagrama em blocos básico do sistema proposto é mostrado na Fig. 4.1. Nas próximas subseções, cada um desses blocos será discutido em detalhes. Em seguida, definido todo o circuito elétrico que constitui o módulo de controle do contactor, a programação do microcontrolador será objeto de análise.

Antes, porém, é oportuno apresentar especificações do contactor que foi utilizado para os ensaios. Trata-se de um contactor da Weg, código CWM112, cujos dados de placa encontram-se na Tabela 4-2<sup>6</sup>. Este aparato já é fornecido com dois contatos auxiliares, dispostos um em cada lateral do equipamento. Embora os contatos auxiliares possam ser removidos, eles permaneceram instalados durante os testes do sistema de controle, de forma que o contactor refletisse uma característica de esforço mais realista. Neste aspecto, cabe ressaltar que o contactor foi montado na posição vertical, para a qual foi concebido.

---

<sup>6</sup> Outros dados deste contactor podem ser obtidos na página do fabricante na *Internet* (<http://www.weg.com.br>).



Desta forma, a força peso das estruturas móveis age no sentido de impor resistências ao fechamento oriundas dos atritos entre as partes do dispositivo, como no exemplo da Fig. 2.3.

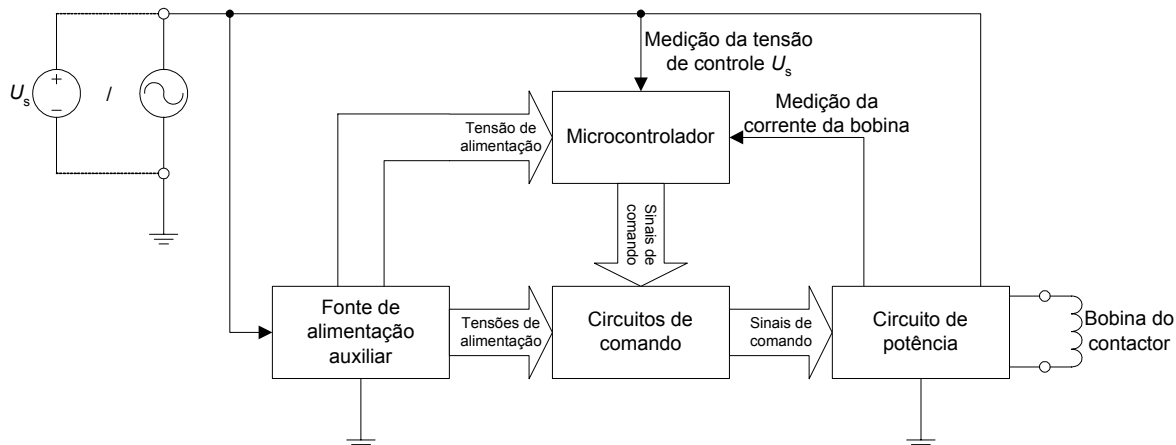


Fig. 4.1 - Diagrama em blocos do módulo de controle.

Os dados da bobina do contactor também são fornecidos na Tabela 4-2. Ao aplicarem-se os limites estabelecidos na norma IEC 60947-4-1, a faixa de tensões de alimentação de comando  $U_c$  para a qual o contactor deve ser capaz de fechar é de 93,5V a 143V. Em comparação aos valores de projeto especificados para o circuito eletrônico de controle na Tabela 4-1, pretende-se uma **ampliação** de aproximadamente **9,1% no limite mínimo** da bobina, e de aproximadamente **92,3% no limite máximo**.

Tabela 4-2 - Especificações do contactor empregado nos testes.

<i>Dados do contactor</i>		
<b>Código</b>	CWM112	
<b><math>I_{th}</math></b>	180A	
<b><math>U_i</math></b>	1.000V	
<b>Torque</b>	5,4N·m a 6N·m	
<b>Categoria de utilização AC-3</b>		
<b><math>U_c</math> (V)</b>	<b>Potência designada (kW)</b>	<b>Potência designada (hp)</b>
220 a 230	30	40
380 a 400	55	75
415 a 440	55	75
500	75	100
660 a 690	80	107
<i>Dados da bobina</i>		
<b>Código</b>	BCE-150E4	
<b>Utilização</b>	CWM112E - CWM150E	
<b><math>U_c</math> (50 - 60Hz / DC)</b>	110V...130V	

<b>Dados dos contatos auxiliares</b>	
<b>Código</b>	BCXML11
<b><math>I_{th}</math></b>	10A
<b>Torque</b>	0,8N · m
<b>Categoria de utilização AC-15</b>	
<b><math>U_e</math> (V)</b>	<b><math>I_e</math> (A)</b>
110 a 120	6
220 a 230	6
380 a 400	4
500	2,5
660 a 690	1,5
<b>Categoria de utilização DC-13</b>	
<b><math>U_e</math> (V)</b>	<b><math>I_e</math> (A)</b>
24	4
48	2
110	0,7
220	0,3
440	0,15

### 4.3. Circuito de potência

O circuito de potência é a estrutura que, de forma controlada, transfere energia da fonte de tensão  $U_s$  à bobina do contactor durante o seu fechamento, e extrai a energia armazenada na bobina quando a abertura do contactor é desejada. Diferentes arranjos topológicos podem ser propostos para o circuito de potência, dependendo dos tipos de interruptores utilizados, das características dos respectivos circuitos de comando e da facilidade em se medir grandezas como por exemplo a corrente que circula pela bobina, ou a tensão sobre seus terminais. A topologia selecionada para este trabalho é mostrada na Fig. 4.2, e apresenta as seguintes características:

- possui um estágio de entrada a retificador de onda completa, sem isolamento e sem a presença de uma capacitância ou indutância de filtragem inserida no barramento. A utilização de um elemento armazenador de energia, embora tecnicamente benéfica do ponto de vista da operação do circuito, implica em um aumento do volume, do peso e do custo da estrutura, e em uma redução da confiabilidade;

- utiliza um transistor MOSFET como interruptor principal<sup>7</sup>. O MOSFET pode ser comandado através de circuitos simples, de baixo custo e de baixa potência, é rápido e facilmente encontrado nas faixas de tensão e corrente apropriadas para acomodar os esforços previstos para a estrutura;
- em adição ao diodo de roda livre, é dotada de um circuito de desmagnetização, colocado em paralelo à carga (bobina do contactor), cuja concepção e funcionamento serão abordados em momento oportuno;
- permite, através da inserção de uma resistência *shunt* em série com o interruptor principal, a obtenção indireta do valor da corrente da bobina, sem a necessidade de circuitos isolados tanto para a medição como para o comando do interruptor.

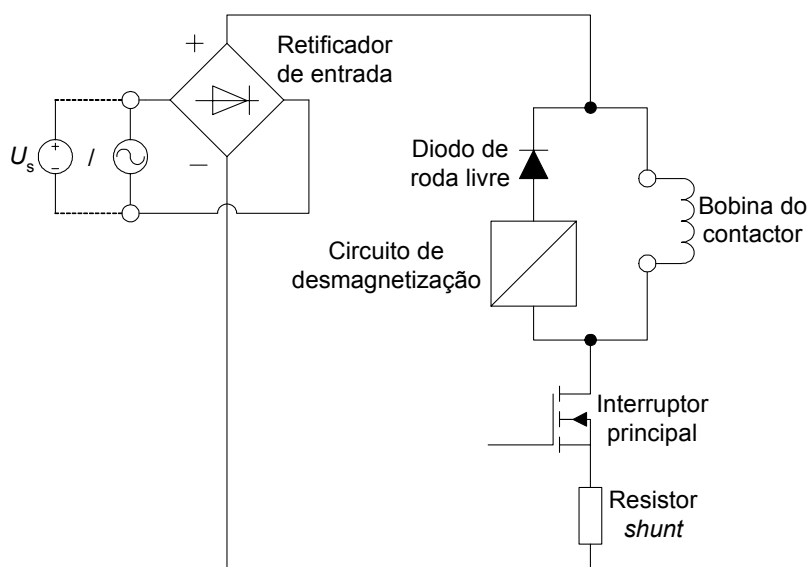


Fig. 4.2 - Topologia fundamental do circuito de potência.

A revisão dos princípios de operação dos anéis de curto circuito (empregados na operação com tensão alternada de alimentação de comando) apresentada na seção 2.3.2 sugere que, com a aplicação de uma tensão senoidal retificada sobre a bobina do contactor, e conseqüente estabelecimento de uma corrente com valor médio não nulo, a instalação dos referidos anéis nos pólos do núcleo torna-se dispensável. Pode-se adiantar que testes realizados em corrente alternada — antes e após a remoção dos anéis de curto circuito do aparato original — mostraram não ter havido uma mudança perceptível no comportamento dinâmico do contactor após a modificação.

<sup>7</sup> A denominação **interruptor principal** será adotada ao longo do texto de forma a evitar equívocos em relação aos demais interruptores, comandados ou não, presentes no circuito proposto.

### 4.3.1. Desmagnetização da bobina do contactor

A forma como, a partir da retirada do sinal de comando  $U_s$ , é realizada a desmagnetização da bobina do contactor, é de suma importância, tanto para preservar a integridade dos componentes eletrônicos do circuito de controle, quanto para garantir uma longa vida útil dos contatos. Ao mesmo tempo em que a corrente na bobina não pode simplesmente ser interrompida, uma vez que a sobretensão nos seus terminais certamente destruiria os interruptores do circuito de potência, também não é desejável que a desmagnetização ocorra em um intervalo de tempo longo, pois há uma relação inversa entre o tempo de desmagnetização e a velocidade de abertura do contactor.

McBride e Sharkh investigaram a relação entre a velocidade de abertura dos contatos e a erosão por eles sofrida [18]. O artigo apresentou um sistema de testes que permitiu controlar a velocidade e o momento de abertura dos contatos em relação ao início do período da corrente CA. Resultados experimentais foram apresentados mostrando a influência desses dois parâmetros na transferência de material entre os contatos móvel e fixo e na erosão total dos contatos de Ag/CdO (90/10), quando da interrupção de um circuito resistivo em CA. As correntes de teste utilizadas foram de 5,6A, 14,7A e 26,3A. A velocidade de abertura variou de 0,1m/s a 0,8m/s.

Os autores descreveram o aparato de testes construído para a realização dos ensaios. As condições de ensaio são resumidas a seguir:

- tensão de alimentação de 240V/50Hz e carga resistiva;
- a carga foi alimentada por 1s antes de cada abertura dos contatos;
- foram realizadas 13 manobras por minuto;
- a erosão dos contatos foi avaliada medindo-se a massa perdida ou ganha, pela pesagem dos contatos em seus respectivos suportes;
- as massas foram medidas antes e após um número de 4.000 operações para a corrente de 5,6A, e de 2.000 operações para os valores de 14,7A e 26,3A.

Uma primeira observação feita é que o arco se extinguiu pouco antes do primeiro zero de corrente após a ignição do arco, não sendo observadas reignições para velocidades entre 0,1m/s e 0,8m/s. Reignições de arco foram contudo observadas para velocidades bem menores (menores do que 0,01m/s para carga resistiva nos valores de corrente e condições experimentais indicadas). A forma de onda da corrente pouco se alterou com a velocidade

de abertura dos contatos, mas a tensão de arco sofreu um aumento com o incremento da velocidade. Isto resultou em um aumento da energia de arco, especialmente para pequenos valores de  $a$ , sendo  $a$  definido como o intervalo de tempo decorrido entre a passagem por zero da corrente e o início da abertura dos contatos.

Por outro lado, a energia do arco se reduziu com o incremento de  $a$ . Para  $a = 1\text{ms}$  o arco durou por quase 9ms enquanto que para  $a = 7\text{ms}$  a duração do arco ficou próxima a 3ms.

Não obstante, medições das massas dos contatos antes e após o número de manobras anteriormente citado mostraram que, na maioria das situações de teste, a erosão total dos contatos (soma das perdas de massa de ambos os contatos) sofreu uma diminuição com o aumento da velocidade, por mais que a energia do arco fosse maior. A transferência de material entre os contatos, por sua vez, foi sempre reduzida.

Os autores do estudo concluíram que, para reduzir a energia do arco em condições CA, a velocidade dos contatos deve ser reduzida, em contraste com a interrupção de circuitos CC, na qual a velocidade de abertura deve ser a mais alta possível para reduzir a duração e a energia do arco. Entretanto, a velocidade de abertura deve ser alta o suficiente para prevenir a reignição do arco após a extinção no zero da corrente. Por fim, o aumento na velocidade de abertura reduz a transferência de material de um eletrodo para o outro, apesar do aumento na energia do arco.

Percebe-se, então, que é importante assegurar uma alta velocidade de abertura, o que justificou o desenvolvimento do circuito de desmagnetização apresentado a seguir.

### **Circuito de desmagnetização**

A Fig. 4.3 mostra o circuito de desmagnetização desenvolvido para o projeto. Quando o interruptor principal é comandado a bloquear, a corrente da bobina é assumida pelo diodo de roda livre, e, opcionalmente, pelo diodo de desmagnetização, que constitui um diodo zener de potência.

O interruptor de desmagnetização, quando habilitado a conduzir, suprime a ação do diodo de desmagnetização, desta forma permitindo uma lenta queda da corrente da bobina. Neste estado topológico, o decréscimo na energia da bobina é limitado pela resistência do enrolamento e pela resistência de corpo e queda de tensão direta do diodo de roda livre.

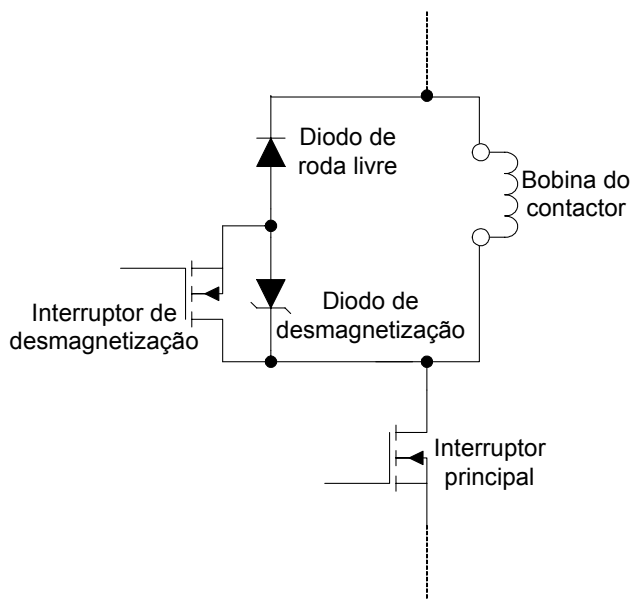


Fig. 4.3 - Circuito de desmagnetização da bobina.

Entretanto, quando é desejada uma queda brusca na energia acumulada na bobina (por exemplo, na abertura do contactor), o interruptor de desmagnetização é comandado a abrir, e o diodo de desmagnetização passa a impor uma tensão sobre a bobina que provoca um decréscimo pronunciado da corrente. Desta forma, praticamente toda a energia acumulada na indutância da bobina do contactor é transferida ao diodo de desmagnetização durante esta etapa.

Obviamente, quanto maior a tensão de desmagnetização (tensão zener do diodo de desmagnetização) maior é a taxa de decréscimo da corrente da bobina. Entretanto, durante a etapa de desmagnetização, a tensão sobre o interruptor principal é igual à soma da tensão instantânea de barramento com a tensão imposta pelo diodo zener. Desta forma, a especificação do interruptor principal impõe um limite na escolha da tensão zener do diodo de desmagnetização. Para o protótipo construído para os testes foi escolhido um diodo zener de 82V para a desmagnetização.

### 4.3.2. Medição da corrente da bobina do contactor

Os contactores apresentam a particularidade de que a corrente necessária ao fechamento, e a corrente que precisa circular na bobina, após o fechamento, para manter o contactor fechado, situam-se em valores bastante distintos. De fato, é usual que a corrente de fechamento seja uma ordem de grandeza maior que a corrente de manutenção. A explicação é bastante simples: conforme foi demonstrado na Introdução, a eq. (1.2) afirma que a força de tração  $F$  exercida por um eletroímã (ver Fig. 2.4) depende da densidade de fluxo  $B$  no entreferro. O fluxo magnético  $\phi$ , por sua vez, está relacionado à corrente  $I$  que percorre a bobina do eletroímã através da sua indutância  $L$ , como demonstra a eq. (1.4). Mas a eq. (1.10) mostra que a indutância  $L$  depende do comprimento  $l$  do entreferro, ou seja, a força de atração depende, efetivamente, deste comprimento. Adaptando este exemplo do eletroímã para o caso do contactor, quando o mesmo encontra-se fechado resta apenas o entreferro residual. Nesta situação, portanto, a indutância da bobina é máxima, e a corrente necessária para que a força de tração seja mantida é conseqüentemente menor.

As alternativas para medição da corrente da bobina basicamente se resumem no sensor de efeito Hall ou no uso de uma resistência *shunt*. Os sensores Hall, além de mais caros, mostram-se inadequados para trabalhar com uma faixa tão grande de variação da corrente. O resistor *shunt*, por sua vez, está sujeito a perdas que impõem limitações na escolha da sua resistência e, devido à grande faixa de variação da corrente a ser medida, um único valor de resistência *shunt* não é apropriado para medir ambas a corrente de fechamento e a corrente de manutenção. Uma alternativa é utilizar dois valores distintos de resistência, como no arranjo mostrado na Fig. 4.4.

Nesta proposta, o resistor *shunt* 1 é de valor apropriado para medição da corrente de fechamento. O resistor *shunt* 2, por outro lado, possui resistência mais elevada, de forma que, quando circula a corrente de manutenção, a queda de tensão sobre os dois resistores, disponível no referido ponto de medição, permaneça no mesmo patamar, em relação à medição durante a etapa de fechamento. O interruptor auxiliar, obviamente, deve permanecer em condução durante o fechamento, inibindo o resistor *shunt* 2, para posteriormente abrir-se quando a corrente cai ao valor de manutenção.

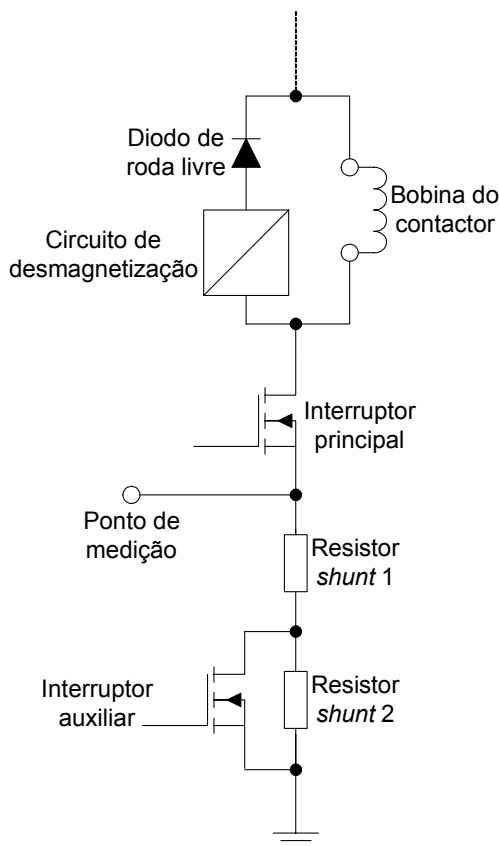


Fig. 4.4 - Circuito de medição da corrente.

É importante salientar que, graças à disposição dos componentes, a queda de tensão sobre o(s) resistor(es) *shunt* provoca uma diminuição da tensão  $V_{gs}$  disponível para comandar o interruptor principal. Desta forma, o valor da tensão obtido com a circulação das correntes nominais de fechamento e de manutenção deve ser grande o suficiente para minimizar problemas de ruído na medição, ao mesmo tempo em que a correta operação do circuito de comando do interruptor principal lhe impõe restrições quanto ao valor máximo. Outro aspecto a ser considerado é que o interruptor auxiliar deve apresentar uma baixa resistência em condução, em comparação ao valor do resistor *shunt* 1.

Um problema associado à medição de corrente é o ruído presente na sua forma de onda logo após a habilitação do interruptor principal para entrada em condução [37]. Este problema pode ser visto na Fig. 4.5, que mostra uma aquisição realizada com osciloscópio tomada no instante de entrada em condução do interruptor principal. São mostradas as formas de onda do sinal de comando do interruptor principal (medido no pino de saída correspondente do microcontrolador) e da tensão no ponto de medição da corrente.



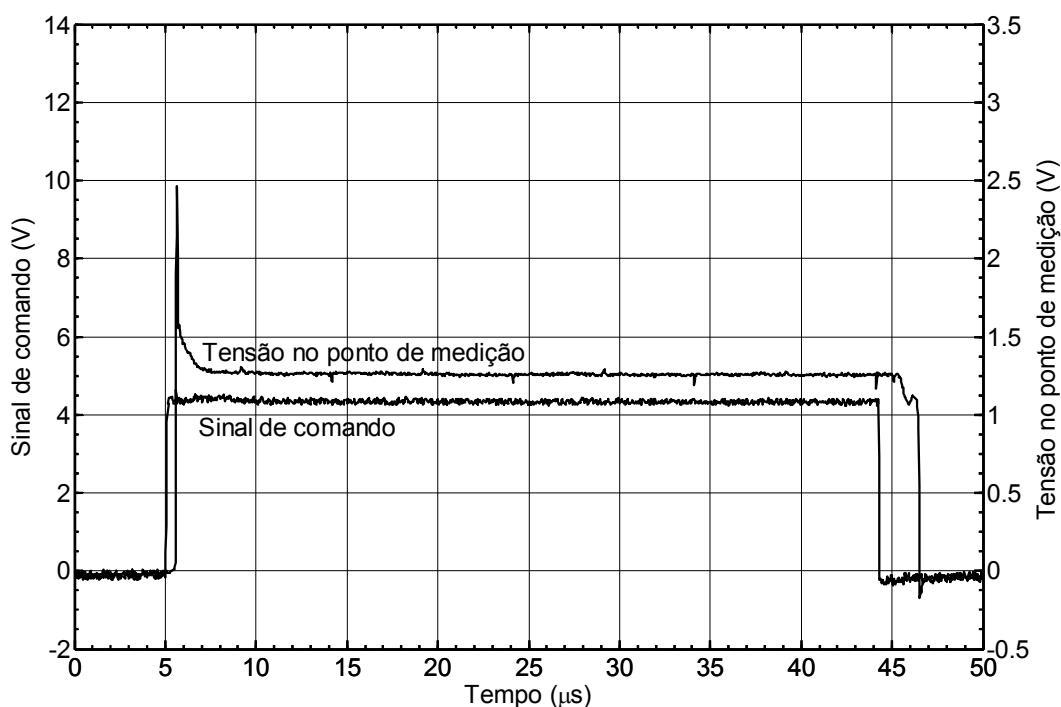


Fig. 4.5 - Medição da corrente da bobina.

Nota-se, no início de cada período de comutação do interruptor principal, a presença de um pico na borda de subida da forma de onda da tensão no ponto de medição. Este pico tem três causas: corrente reversa de recuperação do diodo de roda livre, corrente de carga e descarga da capacitância parasita  $C_{ds}$  do interruptor, e a própria corrente de comando ( $i_g$ ) do interruptor. A técnica mais empregada para evitar problemas com este tipo de ruído de medição é a utilização de um filtro RC entre o ponto de medição e a entrada do dispositivo que realiza a leitura da corrente (amplificador operacional, conversor analógico-digital, etc.). Muito embora o filtro reduza de fato o ruído, ele também distorce o sinal, tornando difícil a correta medição da corrente. Entretanto, uma técnica bem mais simples e apropriada para emprego em sistemas digitais, como é o caso do módulo de controle proposto, consiste em ignorar o sinal medido por um intervalo de tempo fixo após o comando do interruptor. Desta forma, quaisquer ruídos surgidos logo após a comutação são ignorados pelo sistema. É justamente esta a estratégia adotada no algoritmo de controle da corrente executado pelo microcontrolador.

#### 4.4. Microcontrolador

O módulo eletrônico de controle do contactor emprega o microcontrolador PIC16F73, da *Microchip* [39]. A escolha de um microcontrolador PIC foi motivada, entre outros fatores, pela disponibilidade de peças no laboratório, pela longa experiência — acumulada em trabalhos anteriores — com esta família de microcontroladores, e pela versatilidade e recursos que o PIC16F73 oferece. Muito embora o programa para controle e supervisão do contactor tenha sido escrito na linguagem *Assembly* e, por esta razão, é específico à família PIC16 da *Microchip*, os algoritmos apresentados nas próximas seções são suficientemente genéricos para que possam ser implementados em outras arquiteturas. Vale ressaltar, ainda, que a própria *Microchip* fabrica outros componentes com funcionalidade equivalente ao PIC16F73, e que poderiam substituí-lo. Um exemplo é o PIC16F716, que é menor e de mais baixo custo, mas que não foi inicialmente adotado por tratar-se de um componente mais novo, ao menos na época do início dos trabalhos.

O microcontrolador PIC16F73 consiste em uma CPU (*Central Processing Unit* - Unidade Central de Processamento) do tipo RISC (*Reduced Instruction Set Computer* - computador com número de instruções reduzido), 4K (4.096 posições) de memória de programa FLASH (memória não volátil, que pode ser apagada eletricamente), 192 bytes de memória de dados, e uma série de periféricos, todos integrados em uma única pastilha. Dentre os periféricos internos do microcontrolador estão três temporizadores / contadores, pinos de entrada / saída digitais, um conversor analógico-digital de 8 bits com cinco entradas, e duas saídas PWM. Estes são, basicamente, os recursos do microcontrolador que são utilizados pelo programa de controle.

A utilização de um microcontrolador como o PIC16F73 traz uma série de benefícios para o módulo de controle proposto. A disponibilidade de um conversor analógico-digital interno, por exemplo, dispensa o uso de blocos analógicos baseados em amplificadores operacionais, e elementos frequentemente associados, como fonte de alimentação simétrica, estágios de filtragem, resistores de precisão, etc. Os temporizadores / contadores internos, cuja base de tempo provém de um cristal de quartzo externo bastante estável, são utilizados para gerar temporizações precisas, ou então medir o intervalo de tempo decorrido entre dois eventos. De uma maneira geral, a adoção de um microcontrolador traz uma redução do número total de componentes da montagem, melhora a reprodutibilidade dos resultados, reduz o consumo de energia e, principalmente,

assegura a proteção da propriedade intelectual, uma vez que toda a programação gravada no microcontrolador pode ser protegida contra leitura.

O microcontrolador utilizado, contudo, traz também limitações. O PIC16F73 pertence à família de microcontroladores PIC16. Esta família caracteriza-se pela frequência máxima de operação de 20MHz, e, para os microcontroladores com conversores analógico-digitais de 8 *bits* de resolução, por tempos de conversão típicos não menores do que 25 $\mu$ s. Portanto, é bastante óbvio que o microcontrolador impõe sérias restrições à escolha da frequência de amostragem e da frequência de comutação do interruptor principal. A questão não se resume simplesmente a reduzir o número máximo de amostras tomadas a cada período de comutação; o intervalo de tempo decorrido desde a entrada em condução do interruptor principal até a obtenção da primeira amostra de corrente da bobina e posterior comparação com o valor de referência representa, em relação a uma determinada frequência de comutação, um valor mínimo de razão cíclica de operação do interruptor principal, valor esse que, em determinadas situações, pode ser maior que o necessário.

Devido a estas restrições, a frequência de comutação do interruptor principal foi estabelecida em aproximadamente 4,9kHz, um valor bastante reduzido (em comparação aos valores atualmente praticados na Eletrônica de Potência), porém ainda adequado para o controle da corrente da bobina do contactor, dada a dinâmica lenta desta corrente. Ao longo da etapa de manutenção, na qual a corrente estabelecida na bobina do contactor é substancialmente menor do que valor empregado durante o fechamento, a razão cíclica mínima necessária é ainda menor [14]. Neste caso, um artifício de programação [34] é usado para reduzir o tempo de conversão (embora também comprometa a sua resolução), de forma a se obter uma razão cíclica mínima inferior. Além disto, emprega-se nesta situação a técnica de supressão de pulsos [37], que consiste em suprimir um determinado número de pulsos de comando do interruptor principal após a medição da corrente da bobina ter ultrapassado o valor desejado, resultando na redução efetiva na frequência de comutação.

## 4.5. Circuitos de comando

Os circuitos de comando são necessários à adaptação dos sinais de comando oriundos do microcontrolador aos requisitos de acionamento dos diversos interruptores do sistema. Isto ocorre porque o microcontrolador só é capaz de gerar sinais de comando de baixa tensão (próxima da tensão de alimentação do microcontrolador, 5V) e com corrente limitada (corrente máxima de 25mA por pino de saída dos microcontroladores PIC da *Microchip* [39]). Os transistores MOSFET, por sua vez, necessitam de tensões de comando (tipicamente) a partir de 15V, providas por circuitos de comando que possam suprir correntes transitórias elevadas, de forma que a entrada em condução se dê o mais rapidamente possível, minimizando o tempo gasto na transição pela região linear e, desta forma, as perdas associadas à comutação [35]. Uma virtude fundamental que o circuito de comando para um transistor MOSFET deve apresentar é a baixa impedância de saída. Ela é fundamental não só para se obter um bom desempenho na comutação, como também para garantir imunidade a transitórios de tensão no terminal de *gate*, como por exemplo o disparo intempestivo do interruptor devido a derivadas de tensão elevadas entre os terminais de dreno e fonte.

Para a unidade de controle eletrônico proposta, são necessários ambos circuitos de comando isolados e não isolados. O circuito isolado destina-se ao comando do interruptor de desmagnetização, e deve ser capaz de manter o interruptor habilitado a conduzir indefinidamente (o interruptor de desmagnetização só é bloqueado quando for desejada a abertura do contactor, ou durante a etapa de transição, que será vista posteriormente). Este circuito de comando é mostrado na Fig. 4.6.

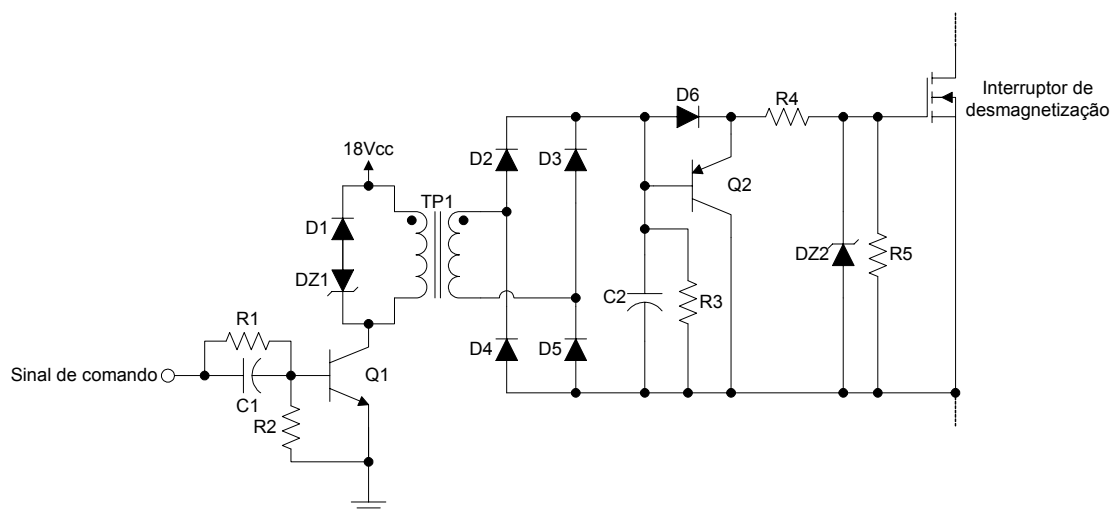


Fig. 4.6 - Circuito de comando isolado, destinado ao interruptor de desmagnetização.

Para habilitar o interruptor de desmagnetização, o microcontrolador aplica à entrada do circuito de comando uma forma de onda retangular de alta frequência, com razão cíclica fixa. Nos intervalos de condução do transistor Q1, é aplicada sobre o enrolamento primário do transformador de pulsos TP1 a tensão de alimentação de 18V. Quando o transistor Q1 é bloqueado, é aplicada ao primário uma tensão de mesma magnitude que a anterior, porém com polaridade inversa, estabelecida pela circulação de corrente através do diodo zener DZ1. A razão cíclica do sinal de comando deve ser ajustada para impedir a saturação do núcleo do transformador de pulsos, o que certamente levaria o transistor Q1 à destruição.

O sinal retangular aplicado ao primário de TP1 resulta em uma forma de onda de tensão semelhante no enrolamento secundário, que é então retificada pela ponte de diodos formada por D2 a D5. C2 é uma pequena capacitância de filtragem, que sustenta a tensão retificada durante os intervalos de comutação dos diodos da ponte, e se descarrega rapidamente através de R3 quando o sinal de comando é retirado, provocando o bloqueio do interruptor de desmagnetização. O diodo D6 e o transistor Q2 compõem um arranjo que visa garantir imunidade a problemas com  $dv/dt$  [38]. O diodo zener DZ2 protege o terminal de *gate* do transistor MOSFET contra sobretensões em  $V_{gs}$  que poderiam destruir o interruptor. O resistor R5, por sua vez, impede a flutuação do terminal de *gate*.

O circuito de comando utilizado no acionamento dos interruptores principal e auxiliar é apresentado na Fig. 4.7.

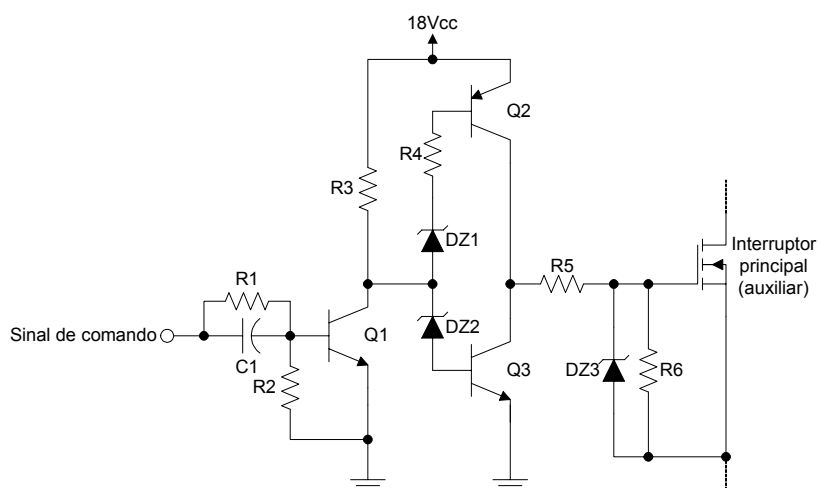


Fig. 4.7 - Circuito de comando não isolado, destinado aos interruptores principal e auxiliar.

Quando o microcontrolador aplica um sinal de comando em nível lógico alto à entrada do circuito, o transistor Q1 entra em condução. A tensão zener dos diodos DZ1 e DZ2 é de 15V (menor do que a tensão de alimentação do circuito, 18V), e desta forma o transistor Q2 também entra em condução, permanecendo o transistor Q3 bloqueado. Nesta situação, portanto, o interruptor principal (auxiliar) fica habilitado a conduzir.

Por outro lado, quando se tem nível baixo na entrada do circuito de comando, o transistor Q1 é bloqueado, assim como o transistor Q2. O transistor Q3, entretanto, fica habilitado, uma vez que a tensão no coletor de Q1 é suficiente para polarizar o diodo DZ2, estabelecendo-se desta forma a corrente de base do transistor Q3.

#### **4.6. Controle do contactor**

Embora algumas estratégias de controle, no sentido de diminuir o repique, tenham sido descritas no passado, diversos inconvenientes podem ser encontrados nas soluções propostas. Por exemplo, Kiely et al. destacaram em seu trabalho [26] que “a faixa de intervalos ótimos de relaxamento era dependente da mecânica do contactor”. Em outras palavras, por mais que, para um dado contactor, o tempo de relaxamento pudesse ser ajustado empiricamente, este valor não seria aplicável a outro contactor de tamanho diferente sem uma prévia confirmação experimental. Isto sem considerar que a própria mecânica do contactor está sujeita a alterações ao longo da vida útil do dispositivo (por exemplo, a distância de separação entre os contatos fixos e móveis tende a aumentar com a erosão ou perda de massa dos contatos). Roschke propôs um sofisticado esquema de controle baseado na medição do fluxo magnético no núcleo do contactor [23]. Embora o autor tenha afirmado que o controle direto do fluxo magnético levava à menor faixa de velocidades de fechamento, sua proposta dependia da instalação de bobinas no núcleo do contactor, o que vai de encontro à premissa fundamental deste trabalho, de que o contactor em si não precise sofrer quaisquer alterações.

A estratégia de controle que será adotada neste trabalho baseia-se na medição da corrente da bobina do contactor (durante os intervalos de condução do interruptor principal, como já foi visto). A tensão de barramento também é medida, porém seu valor não é usado para fins de controle e sim para implementar as proteções de subtensão e sobretensão.

A escolha da corrente da bobina como variável de controle foi tomada por vários motivos:

- conforme foi abordado no capítulo introdutório, a corrente está diretamente ligada à força instantânea de tração do contactor. A tensão sobre a bobina, por outro lado, está associada à corrente, mas também depende da resistência do enrolamento, cuja variação com a temperatura é notória. Desta forma, circuitos que controlam a tensão, e não a corrente da bobina, geralmente empregam alguma forma de compensação da temperatura [25];
- da forma como foi concebido o circuito de potência para acionamento da bobina, a sua corrente pode ser facilmente medida com a utilização de resistores *shunt*, sem necessidade de circuitos de isolamento, amplificadores de sinal, etc. Graças ao controle digital, problemas de ruído na medição podem ser minimizados, tomando-se as amostras da corrente entre os instantes de comutação do interruptor principal;
- através da limitação da corrente, especialmente na etapa de manutenção, consegue-se contemplar um dos objetivos inicialmente estabelecidos, de redução da potência demandada da fonte de tensão de alimentação de comando para manter o contactor fechado. As perdas no circuito de controle e, conseqüentemente, o aquecimento no circuito, também são minimizados;
- a corrente na bobina do contactor é uma informação de grande valia na detecção da movimentação da armadura e, sendo assim, pode ser efetivamente usada pelo controle na tentativa de redução do repique.

#### **4.6.1. Caracterização do fechamento do contactor**

A forma de onda da corrente que circula pela bobina de um contactor exibe um comportamento bastante peculiar durante o fechamento do dispositivo. Este comportamento pode ser verificado na Fig. 4.8 e na Fig. 4.9, que correspondem, respectivamente, ao acionamento da bobina com tensão de alimentação de comando contínua e com tensão de alimentação de comando alternada.

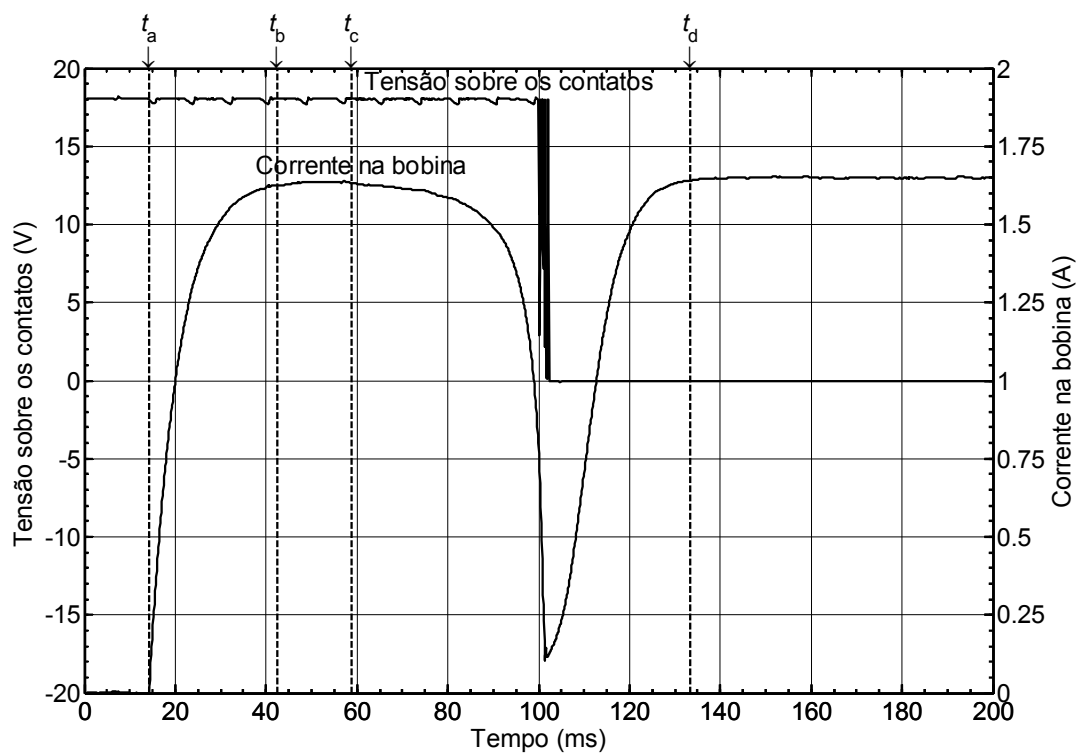


Fig. 4.8 - Corrente da bobina e tensão sobre um par de contatos (tensão de alimentação de comando contínua).

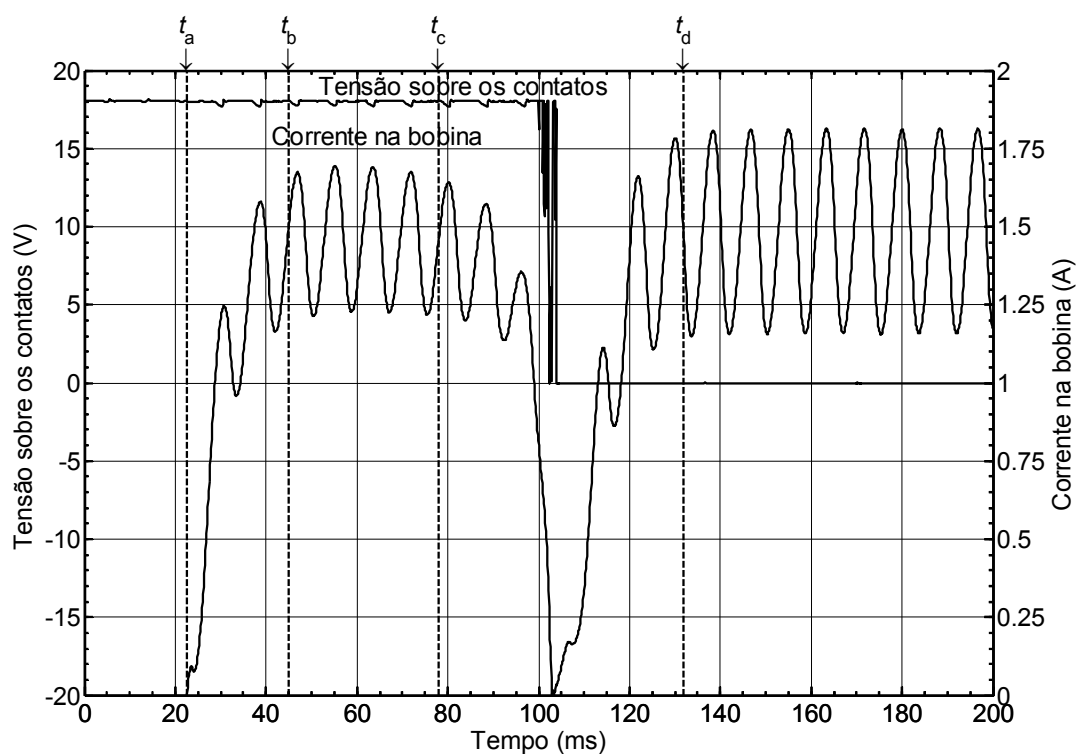


Fig. 4.9 - Corrente da bobina e tensão sobre um par de contatos (tensão de alimentação de comando alternada).



Em ambas as figuras podem-se destacar quatro etapas fundamentais:

1. **primeira etapa ( $t_a - t_b$ ):** nesta etapa, que inicia com a aplicação da tensão (contínua ou alternada retificada) sobre a bobina, a corrente que circula pela mesma exibe um comportamento transitório, alcançando o regime no instante  $t_b$ ;
2. **segunda etapa ( $t_b - t_c$ ):** durante este intervalo a forma de onda da corrente praticamente não se altera. Através da circulação da corrente é estabelecida a força inicial de tração, mas as peças móveis do contactor ainda estão em repouso;
3. **terceira etapa ( $t_c - t_d$ ):** ao longo desta etapa ocorre a movimentação da armadura e o fechamento dos contatos. A corrente da bobina exibe um comportamento transitório bastante característico: começa a cair (queda no valor instantâneo, no caso do acionamento com tensão contínua, ou decaimento da envoltória, quando a tensão aplicada à bobina é alternada retificada), formando um vale, para novamente crescer até ingressar em um novo estado de regime (a partir de  $t_d$ ). O primeiro toque entre os contatos fixos e móveis ocorre alguns instantes após a caracterização do decaimento da corrente, e é sucedido por uma série de repiques, até o atracamento final;
4. **quarta etapa ( $t_d - \infty$ ):** cessado o movimento da armadura, a corrente que circula pela bobina entra novamente em regime.

O comportamento transitório da corrente que circula pela bobina durante o fechamento do contactor, na terceira etapa, está associado à variação da indutância da bobina durante a movimentação da armadura. Como pode ser verificado na eq. (1.10), com a diminuição do comprimento do entreferro ( $l$ ) ocorre o incremento da indutância. A tensão e a corrente da bobina, por sua vez, estão relacionadas pela seguinte expressão:

$$v_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} + r \cdot i_L(t) \quad (3.1)$$

Como a tensão instantânea  $v_L$  sobre os terminais da bobina é imposta pelo circuito de potência, o aumento da indutância  $L$  implica na diminuição da corrente  $i_L$ , de forma que o equilíbrio da equação seja mantido. A taxa de variação instantânea da corrente — o termo  $\frac{di_L(t)}{dt}$  — também se altera.

Portanto, durante o fechamento, a forma de onda da corrente que circula pela bobina traz uma informação importante sobre o estado do contactor. Ainda que a posição e/ou velocidade da armadura não possam ser (facilmente) determinadas, a queda na corrente indica que o contactor, ou melhor, seu conjunto de peças móveis, saíram do repouso. Como será visto posteriormente, a estratégia proposta para redução do repique depende fundamentalmente deste comportamento.

#### **4.6.2. Seqüência de etapas para fechamento do contactor**

É bastante oportuno a esta altura do trabalho apresentar o diagrama esquemático completo do contactor com controle eletrônico proposto. Este é apresentado na Fig. 4.10. Os valores dos componentes (e especificações dos semicondutores) foram omitidos do esquema e podem ser obtidos na Tabela 4-3. A Fig. 4.11 mostra a vista superior da placa de controle, ao lado do contactor utilizado nos testes. Cabe ressaltar que tanto a Fig. 4.10 quanto a Tabela 4-3 descrevem o protótipo que foi utilizado nos ensaios, cujos resultados obtidos estão sendo apresentados neste trabalho. Há margem para otimização e modificações devem ser realizadas para que o módulo de controle proposto possa se tornar um produto industrializado. Por exemplo, o transistor MOSFET utilizado como interruptor principal (referência M1) foi escolhido para garantir uma boa margem de segurança durante os testes da estrutura, mas um componente de menor custo e capacidade poderá ser especificado para uma versão final do circuito. Da mesma forma, o microcontrolador também poderá ser substituído, conforme foi abordado na seção 4.4.

Do ponto de vista do controle, é importante identificar os pinos de entrada e saída do microcontrolador, com relação às suas funções no circuito:

- **RA0/AN0 (pino 2):** entrada analógica para medição da tensão de alimentação de comando;
- **RA1/AN1 (pino 3):** entrada analógica para medição da corrente da bobina;
- **RB0/INT (pino 21):** entrada digital para detecção do cruzamento por zero e sincronização com a tensão de alimentação de comando;
- **RC0 (pino 11):** saída para comando do interruptor auxiliar;
- **RC1/CCP2 (pino 12):** saída para comando do interruptor de desmagnetização;
- **RC2/CCP1 (pino 13):** saída para comando do interruptor principal.

Pode-se ainda incluir LEDs indicadores no módulo de controle, para sinalização com o mundo externo, uma vez que há pinos disponíveis no microcontrolador. Suas atribuições são definidas no programa gravado no microcontrolador. Um dos LEDs, por exemplo, pode ser usado para indicar o fechamento do contactor, enquanto que outro LED comunica alguma falta que impeça o fechamento (e.g. subtensão de alimentação de comando, danos à bobina, etc.).

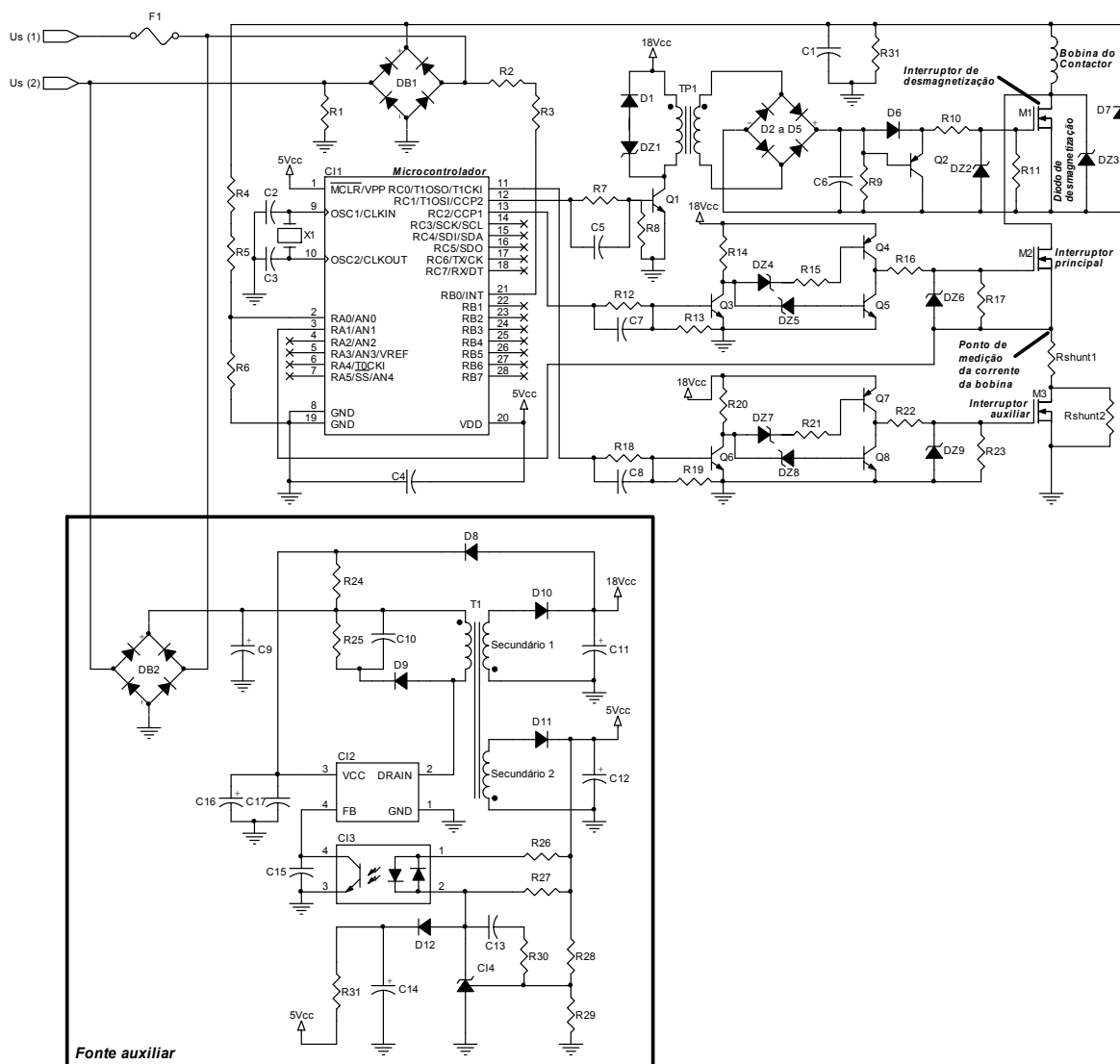


Fig. 4.10 - Esquema elétrico do contactor com controle eletrônico.

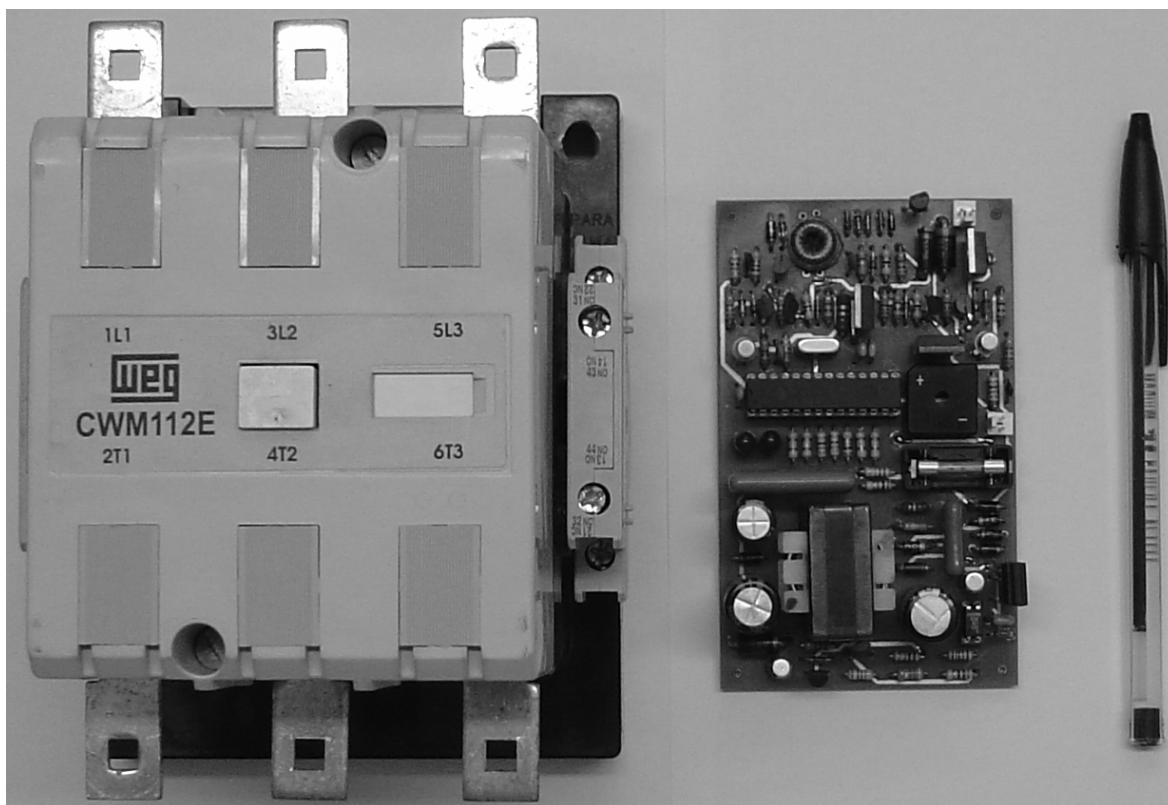


Fig. 4.11 - Vista superior da placa de controle, ao lado do contactor.

Tabela 4-3 - Lista de componentes do contactor com controle eletrônico.

Referência	Especificação	Fabricante
C1	330nF / 630V (cód. B32594-C8334-K)	Epcos
C2, C3	22pF (cerâmico)	
C4, C17	100nF (multicamadas)	
C5, C7, C8	330pF (cerâmico)	
C6	10nF (cerâmico)	
C9	22μF / 400V (cód. B43851-A9226-M)	Epcos
C10	2,2nF / 400V (cód. B32692-A7222-K)	Epcos
C11	100μF / 35V (cód. B41859-A7107-M)	Epcos
C12	2.220μF / 10V (cód. B41859-A3228-M)	Epcos
C13	10nF (multicamadas)	
C14	10μF / 10V	
C15	22nF (multicamadas)	
C16	10μF / 35V	
CI1	PIC16F73-I/SP	Microchip
CI2	KA5M0380R	Fairchild
CI3	H11A817	Fairchild
CI4	KA431AZ	Fairchild
D1, D2, D3, D4, D5, D6, D12	1N4148	
D7	MUR460	
D8	1N4005	
D9	MUR180E	
D10	1N4936	
D11	MR854	
DB1	KBPC106	
DB2	4×1N4005	

DZ1	1N4746A	
DZ2, DZ6, DZ9	BZX79-C20	
DZ3	1N5375B	
DZ4, DZ5, DZ7, DZ8	BZX79-C15	
F1	3A, rápido	
M1	IRF520N	
M2	IRF840	
M3	IRF540	
Q1, Q5, Q8	BC337	
Q2, Q4, Q7	BC327	
Q3, Q6	2N2222A	
R1, R31	1M $\Omega$	
R2, R3, R4, R5	470k $\Omega$	
R6	10k $\Omega$	
R7, R12, R18	330 $\Omega$	
R8, R11, R13, R17, R19, R23	1k $\Omega$	
R9	5,6k $\Omega$	
R10, R16, R22	47 $\Omega$	
R14, R15, R20, R21, R31	2,2k $\Omega$	
R24	330k $\Omega$ / 0,5W	
R25	150k $\Omega$ / 1W	
R26	1k $\Omega$ / 1%	
R27	820 $\Omega$	
R28, R29	56k $\Omega$ / 1%	
R30	47k $\Omega$ / 1%	
Rshunt1	1,2 $\Omega$ / 2W	
Rshunt2	12 $\Omega$ / 0,5W	
T1	(ver Tabela 3-5 e Tabela 3-6)	
TP1	Núcleo: NT-10/5/6,5-4000-TH50 Primário / secundário: 43 espiras $\times$ 1 $\times$ AWG 32	Núcleo: Thornton
X1	20MHz	

O processo de fechamento do contactor, desde o estabelecimento inicial da corrente na bobina até a retenção, envolve a execução de um número de algoritmos gravados no microcontrolador. A sequência de passos é dependente da natureza da tensão de alimentação de comando (contínua ou alternada) aplicada à entrada do circuito proposto. Esta sequência pode ser resumida em etapas de funcionamento distintas:

1. a partir da energização do módulo com a aplicação da tensão de alimentação de comando, e estabilização das tensões de alimentação providas pela fonte auxiliar, o microcontrolador começa a executar o programa gravado em sua memória não-volátil. Os diversos interruptores do circuito de potência encontram-se bloqueados. Inicialmente o microcontrolador avalia as condições da tensão de alimentação de comando: se sua magnitude é suficiente para o fechamento do contactor, e se esta tensão é contínua ou alternada. A caracterização da tensão de alimentação de comando é realizada por meio de duas entradas do microcontrolador: uma entrada analógica, através da qual os valores instantâneos podem ser obtidos, e uma entrada digital, usada para detecção do cruzamento por zero desta tensão. A passagem para a próxima etapa do fechamento depende da verificação de que o valor de pico da tensão de alimentação de comando é consistentemente (i.e. durante um certo intervalo de tempo) superior a um limite mínimo estabelecido no programa (ver Tabela 4-1 e considerações iniciais deste capítulo);
2. uma vez que a tensão de alimentação de comando tenha sido julgada adequada para o fechamento, inicia a comutação do interruptor principal. Com isto, a tensão de barramento, antes constante devido à presença de uma pequena capacitância de barramento, agora assume o formato de uma onda senoidal retificada (caso a tensão de alimentação de comando seja alternada), ou então permanece praticamente constante, com uma eventual ondulação de amplitude reduzida (caso a tensão de alimentação de comando seja contínua). Qualquer que seja a amplitude da tensão de alimentação de comando alternada, esta diminuta capacitância de barramento é insuficiente para filtrá-la (em outras palavras, incrementar seu valor médio) após a retificação. Uma rotina de medição da frequência da tensão de alimentação de comando é então executada por um intervalo

de tempo  $t_1$  de 42ms. Ao longo deste intervalo, o microcontrolador mede o lapso de tempo entre dois cruzamentos consecutivos da tensão de alimentação de comando<sup>8</sup>, do semiciclo negativo para o positivo. Caso não tenha sido registrado nenhum cruzamento, o programa interpreta a tensão de alimentação de comando como sendo contínua. Se a tensão de alimentação de comando for alternada, o microcontrolador deve ainda verificar se a sua frequência é de 50Hz ou 60Hz;

3. no caso de a tensão de alimentação de comando ser alternada, sua amplitude deve ser reavaliada, uma vez que o valor de pico é proporcional porém distinto do valor eficaz. O limite de comparação é então incrementado do valor original (passo 1) para um valor aproximadamente  $\sqrt{2}$  vezes maior, já que a comparação inicial só é válida para tensões de alimentação de comando contínuas (nas quais o valor de pico e o valor médio ou eficaz tendem a se igualar);
4. uma vez definida a adequação da tensão de alimentação de comando, e conhecida a sua natureza e frequência, o microcontrolador pode então tomar dois rumos diferentes, uma vez que o algoritmo de ajuste da limitação da corrente da bobina (seção 4.6.3) só é aplicável para tensões alternadas. O algoritmo de detecção do fechamento (seção 4.6.4) também é distinto para tensões contínuas ou alternadas;
5. a etapa seguinte é a de regulação (ajuste da limitação da corrente), no caso de tensões de alimentação de comando alternadas. Para tensões contínuas, esta etapa é suprimida;
6. a etapa de detecção do fechamento pode ser dividida em uma etapa inicial de medição da corrente da bobina — a esta altura já estabelecida em um valor adequado ao fechamento — e uma segunda etapa de acompanhamento desta corrente e efetiva detecção da movimentação da armadura;
7. detectado o atracamento do contactor, o procedimento seguinte (seção 4.6.5) é então o mesmo, tanto para tensões de alimentação de comando contínuas como para alternadas. A corrente é reduzida para o

---

<sup>8</sup> Cabe ressaltar que a detecção do cruzamento só pode ser realizada durante os intervalos de condução do interruptor principal, quando a ponte retificadora de entrada está em condução.

valor de transição ( $I_{tran}$ ) e depois novamente restaurada para o valor de fechamento (limitação em  $I_{lim}$ );

8. por fim, o contactor entra na etapa de retenção (seção 4.6.6), que envolve a redução da corrente para o valor de pré-manutenção ( $I_{pm}$ ), abertura do interruptor auxiliar, e nova redução para o valor final de manutenção ( $I_{man}$ ).

A seguir, estas diversas etapas do funcionamento do sistema serão analisadas com mais profundidade.

### 4.6.3. Controle da corrente da bobina

Nos contactores eletronicamente controlados, em especial as implementações inteiramente baseadas em circuitos analógicos, o controle da corrente da bobina tem sido tradicionalmente realizado através da limitação de corrente [23]. Neste tipo de controle, um interruptor em série com a bobina do contactor e com um retificador de onda completa (ver Fig. 4.2) é comandado a conduzir até que a corrente que circula pela bobina — medida por meio de uma resistência *shunt* — atinja um valor programado. Neste momento, o interruptor é bloqueado, e assim o permanece, ou por um intervalo de tempo fixo (frequência de comutação variável), ou até o início de um novo período de comutação (frequência de comutação fixa).

Se a ondulação de corrente na bobina for suficientemente pequena, o controle pela limitação da corrente pode, efetivamente, manter constante o valor médio da corrente, uma vez que este se aproxima do valor de limitação. Por outro lado, quando o comando do contactor é feito em corrente alternada, a ondulação da corrente depende de uma série de fatores, entre eles a indutância e a resistência de enrolamento da bobina, o valor para o qual a corrente está limitada, e o valor eficaz e frequência da tensão de alimentação de comando que é aplicada na entrada do retificador.

É certo que a adição de uma capacitância de filtragem pode elevar o valor médio da tensão de barramento (tensão de alimentação de comando após a retificação) e contribuir para a redução ou mesmo eliminação da componente de baixa frequência (no dobro da frequência da tensão de alimentação de comando) da ondulação da corrente. Entretanto, a capacitância que torna possível a eliminação da ondulação de baixa frequência para uma tensão de alimentação de comando de valor eficaz mais elevado, pode



vir a ser insuficiente para garantir a mesma condição para tensões de alimentação de comando mais baixas. Isto pode ser constatado na Fig. 4.12 e na Fig. 4.13.

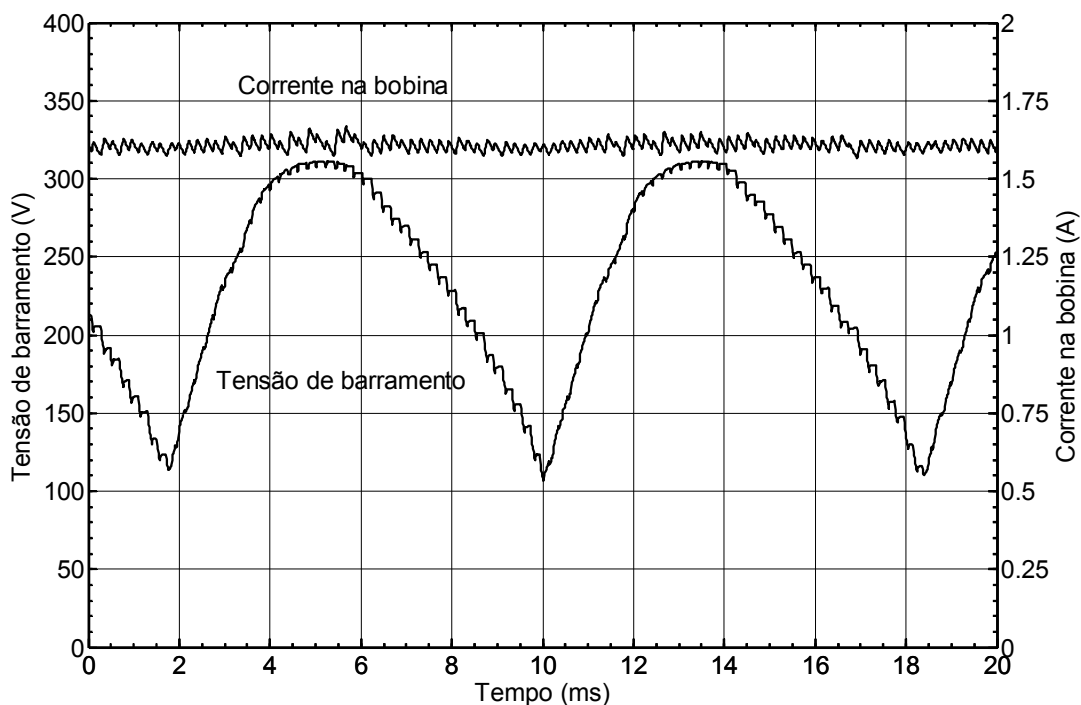


Fig. 4.12 - Tensão de barramento e corrente na bobina ( $U_s = 220\text{V}$  eficazes / 60Hz).

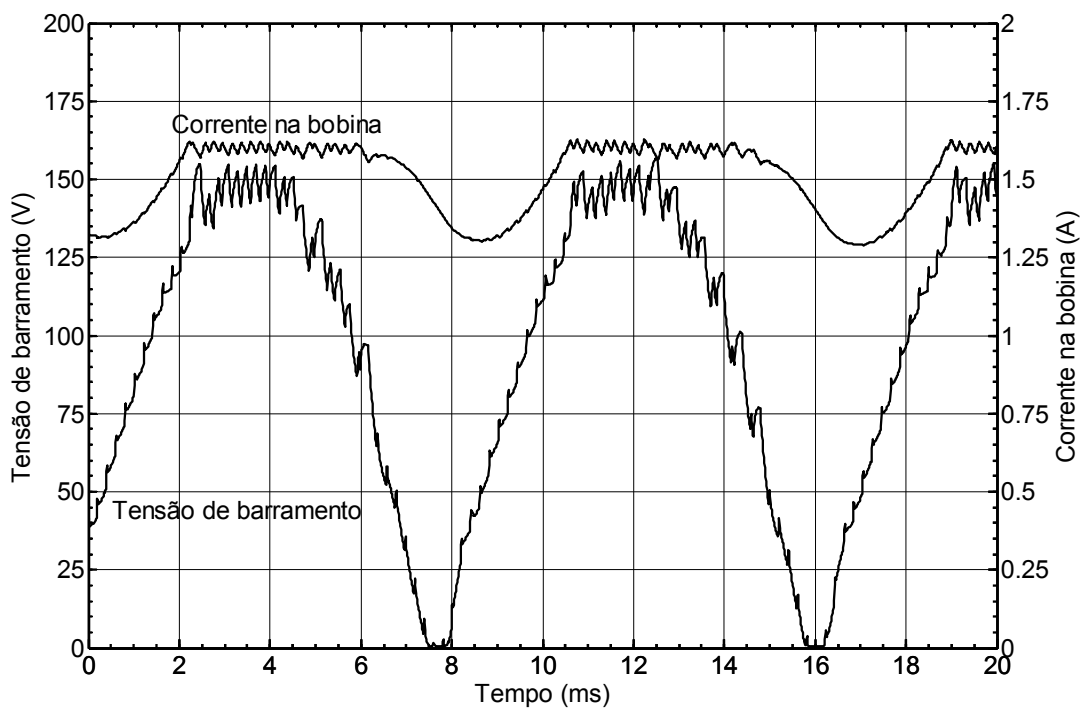


Fig. 4.13 - Tensão de barramento e corrente na bobina ( $U_s = 110\text{V}$  eficazes / 60Hz).

Na Fig. 4.12 a tensão de barramento tem valor eficaz de 220V. A sua forma de onda possui uma ondulação menor do que o valor de pico, isto é, a tensão de barramento não se anula em nenhum instante. A corrente que circula através da bobina não apresenta praticamente nenhuma ondulação na frequência da tensão de barramento, sendo que a pequena ondulação na forma de onda é simplesmente decorrente da comutação do interruptor e do mecanismo de limitação da corrente. Já na Fig. 4.13 a tensão de barramento foi reduzida à metade, ou seja, tem 110V eficazes. A capacitância de barramento, de valor nominal  $10\mu\text{F}$ , é insuficiente neste caso, e a tensão de barramento se anula nos instantes de cruzamento por zero da tensão de alimentação de comando. A corrente na bobina, por sua vez, apresenta uma razoável ondulação em 120Hz.

Na situação mostrada na Fig. 4.13 a ondulação da corrente não impediu que o contactor fechasse. O problema é que, nesta condição, o valor médio (e eficaz) da corrente é distinto do respectivo valor para uma forma de onda sem ondulação, como a mostrada na Fig. 4.12. Isto implica que, para uma tensão de alimentação de comando baixa, a dinâmica do fechamento do contactor difere bastante do que ocorre no acionamento com uma tensão de alimentação de comando mais elevada. O tempo de fechamento (tempo contado a partir da energização da bobina, até que o contactor feche completamente), por exemplo, pode variar substancialmente dependendo da magnitude da tensão de alimentação de comando.

Uma das maneiras de reduzir a ondulação de corrente é aumentar a capacitância de barramento. Deve-se lembrar, entretanto, que para o contactor proposto a tensão de barramento pode alcançar valores próximos de 400V, e que o capacitor empregado, ao ser dimensionado para suportar este nível de tensão, passa a se tornar bastante volumoso. Desta forma, a questão da ondulação da corrente da bobina é particularmente importante nos contactores eletronicamente controlados que trabalham com uma ampla gama de tensões de alimentação de comando.

Para amenizar o problema da variação do valor médio e eficaz da corrente da bobina optou-se pela utilização da estratégia clássica de limitação da corrente de fechamento, porém com limite de corrente variável, e não mais fixo. O esquema proposto parte do princípio de que, dada uma condição de acionamento do contactor (valor eficaz ou frequência da tensão de alimentação de comando, temperatura da bobina, etc.), pode-se estabelecer um valor limite de corrente que assegure o fechamento com um determinado valor médio (ou eficaz) de corrente. À medida que as condições de acionamento mudam, o limite de corrente é corrigido de tal forma que o valor médio da corrente da bobina,

anterior ao fechamento, seja mantido constante. O algoritmo que realiza esta tarefa é apresentado na Fig. 4.14.

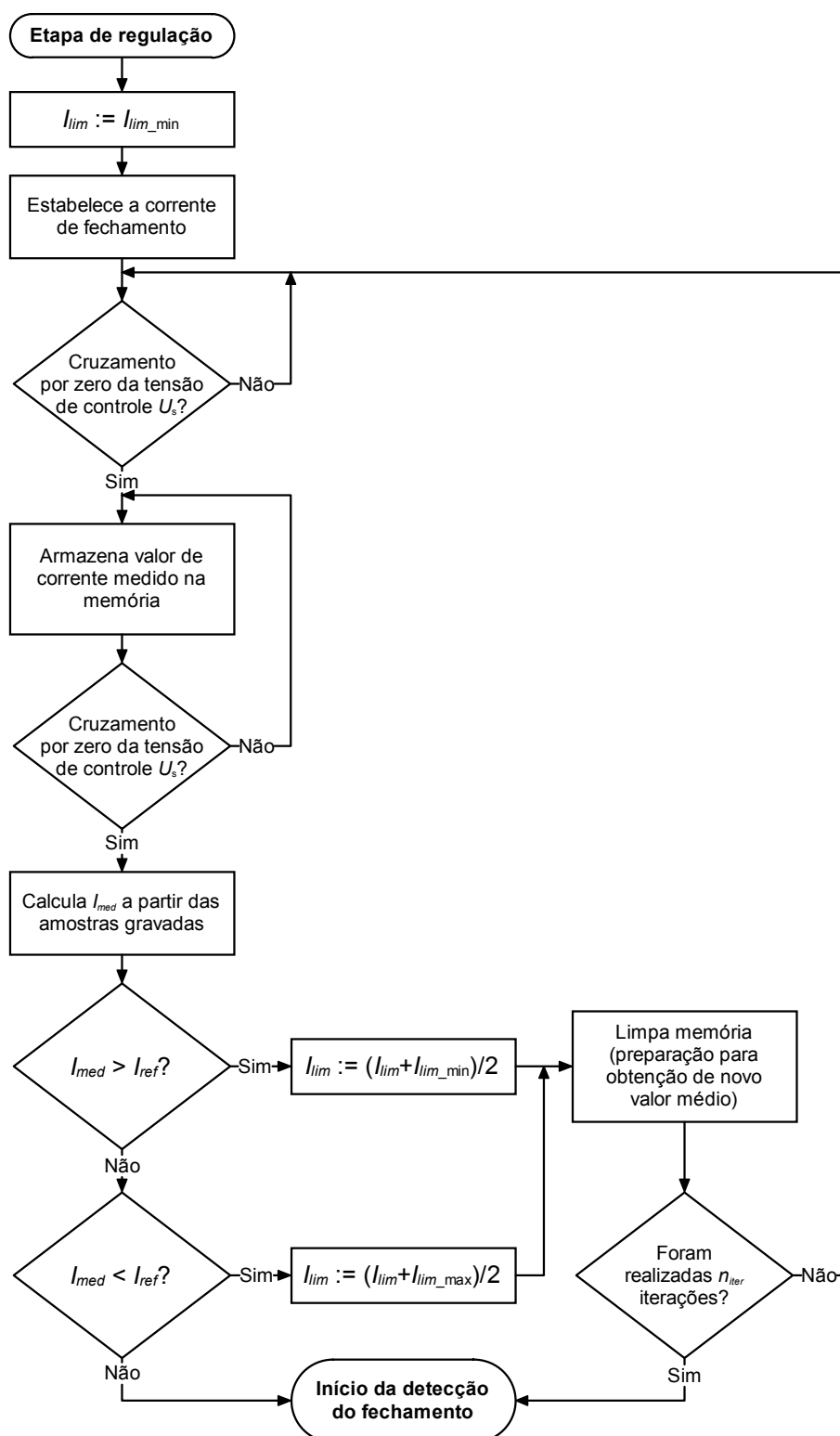


Fig. 4.14 - Algoritmo de ajuste da limitação da corrente de fechamento (tensão de alimentação de comando alternada).

$I_{lim}$  é o limite de corrente da bobina, podendo variar desde  $I_{lim\_min}$  (que é o valor inicial) até  $I_{lim\_max}$ .  $I_{med}$  é o valor médio da corrente de fechamento, calculado dentro de um semiciclo da tensão de alimentação de comando. O objetivo é ajustar  $I_{lim}$  tal que  $I_{med}$  se aproxime de  $I_{ref}$ , que é o valor médio de referência para a corrente de fechamento. Para tanto, a cada iteração,  $I_{lim}$  é incrementado ou reduzido — dependendo do sinal do erro  $\varepsilon = I_{med} - I_{ref}$  — seguindo o método da bissecção. Admite-se um valor máximo para o erro absoluto e, estando o mesmo abaixo deste valor, o algoritmo é finalizado e o valor  $I_{lim}$  é então mantido até o término do fechamento. Ainda que o erro absoluto não tenha sido reduzido a um valor abaixo do tolerável após  $n_{iter}$ , o algoritmo também é concluído. O estabelecimento de um número máximo de iterações  $n_{iter}$  impede que o contactor feche durante esta etapa de ajuste da limitação da corrente.

A eficácia do algoritmo proposto pode ser verificada na Tabela 4-4, que reúne os resultados obtidos para diversos valores eficazes da tensão de alimentação de comando. Ambos os valores médio e eficaz da corrente da bobina foram medidos após a finalização do ajuste da limitação de corrente, porém antes do fechamento do contactor.

Tabela 4-4 - Comparação entre o controle da corrente com limite fixo e o controle com limitação variável.

Tensão de alimentação de comando $U_s$ (Volts eficazes)	Limite de corrente fixo		Limite de corrente variável	
	Corrente eficaz na bobina (A)	Corrente média na bobina (A)	Corrente eficaz na bobina (A)	Corrente média na bobina (A)
85	1,568	1,561	1,566	1,559
110	1,619	1,615	1,610	1,605
180	1,670	1,668	1,624	1,623
220	1,698	1,697	1,621	1,620
250	1,702	1,701	1,625	1,624

A comparação entre a estratégia de controle convencional, como limite fixo de corrente, e o algoritmo proposto, mostra que as variações tanto no valor eficaz quanto no valor médio da corrente da bobina são menores quando o limite de corrente é variável. Outra conclusão importante é que, para cada condição de acionamento, os valores eficaz e médio da corrente diferem muito pouco entre si, o que justifica a medição do valor médio para o ajuste da limitação de corrente; a obtenção do valor eficaz é uma tarefa consideravelmente mais complexa para o microcontrolador.

#### 4.6.4. Detecção do fechamento do contactor

Ainda que o sistema de controle proposto não tenha acesso aos contatos principais, nem disponha de sensores eletromecânicos ou meios para medição direta do fluxo magnético no núcleo do contactor, é possível, através do monitoramento da corrente da bobina, detectar a movimentação da armadura e com isso estimar o instante a partir do qual os contatos estão completamente fechados. Entretanto, se um dos objetivos da detecção da movimentação da armadura é a redução do repique no fechamento do contactor, esta detecção deve ser feita o mais rapidamente possível. Através de ensaios pôde-se constatar que, após o primeiro toque dos contatos<sup>9</sup>, praticamente nada pode ser feito — em termos de controle da corrente da bobina — para reduzir os repiques subseqüentes.

Conforme já foi abordado, a movimentação da armadura provoca a queda na corrente da bobina, mesmo estando esta energizada. Quando a tensão de alimentação de comando  $U_s$  é contínua, a simples comparação — medição a medição — do valor instantâneo da corrente com um valor mínimo, situado um pouco abaixo do valor de limitação da corrente, é suficiente para garantir a rápida detecção do início do processo de fechamento. Por outro lado, se o acionamento do contactor for feito em corrente alternada, o valor mínimo de corrente utilizado no mecanismo de detecção do fechamento deve levar em conta a possível ondulação de corrente da bobina associada à frequência da tensão de alimentação de comando retificada. Pode-se, por exemplo, adotar um limite mínimo fixo, suficientemente baixo de maneira que o microcontrolador consiga distinguir entre a queda vinculada à ondulação e o decaimento associado à movimentação da armadura, mesmo na condição de maior ondulação da corrente (menor tensão de alimentação de comando prevista). Ou então, o limite mínimo pode ser variável, estabelecido com base no menor valor de corrente medido pelo microcontrolador após o transitório inicial de crescimento da corrente.

---

<sup>9</sup> Na verdade, o contactor investigado é do tipo “dupla ruptura”, no qual a corrente é estabelecida por meio de uma ponte de contatos. O primeiro toque de um contato fixo com o contato móvel correspondente não necessariamente estabelece a corrente, uma vez que a extremidade oposta da ponte pode ainda não ter tocado o outro contato fixo [8]. Entretanto, por simplicidade, o termo “primeiro toque” será utilizado para caracterizar o instante em que a corrente é estabelecida pela primeira vez.

De uma forma ou de outra, a estratégia de detecção do fechamento por meio da comparação entre a última medição de corrente e um valor mínimo, embora funcional, mostra-se ineficiente para o acionamento do contactor em corrente alternada. A razão é que o fechamento do contactor leva vários ciclos da tensão de alimentação de comando para se completar, e o início da movimentação da armadura pode ocorrer em qualquer ponto da forma de onda da corrente da bobina. Se o processo de fechamento, por exemplo, tiver início no instante em que a corrente está próxima de seu valor máximo, esta levará mais tempo para cair até o valor mínimo (que caracteriza a detecção) do que seria o caso se a movimentação da armadura começasse durante o vale da corrente. Este tempo adicional atrasa a detecção, talvez o suficiente para comprometer a eficácia do algoritmo de redução do repique.

Em contrapartida, propõe-se uma técnica mais sofisticada para detecção da movimentação da armadura quando a tensão de alimentação de comando é alternada. Ao invés de comparar a medição atual de corrente com um único valor mínimo, o microcontrolador primeiro registra, ao longo de um semiciclo da tensão de alimentação de comando, o valor de corrente medido e o instante, relativo ao início do semiciclo, no qual a medição foi realizada. Este registro é feito por tempo suficiente para permitir que a corrente da bobina entre em regime. Em uma segunda etapa, o microcontrolador passa então a comparar cada nova amostra de corrente tomada com o valor anteriormente registrado no mesmo instante de tempo relativo. Desta forma, a tabela de medições estabelecida na memória do microcontrolador provê uma forma de onda de referência para a corrente da bobina. Assim que for observada uma tendência de queda na envoltória da forma de onda da corrente, o algoritmo considera iniciado o fechamento do contactor.

O algoritmo de detecção do fechamento do contactor, para acionamento em corrente alternada, é mostrado na Fig. 4.15.  $t_{ref}$  é o registrador que realiza a marcação dos instantes de tempo, relativos ao início de cada novo semiciclo da tensão de alimentação de comando, nos quais as amostras da corrente da bobina são tomadas, e serve de apontador para a tabela na qual as medições são armazenadas para posterior comparação.  $t_2$  demarca o fim do registro das medições e o início da etapa de comparação.

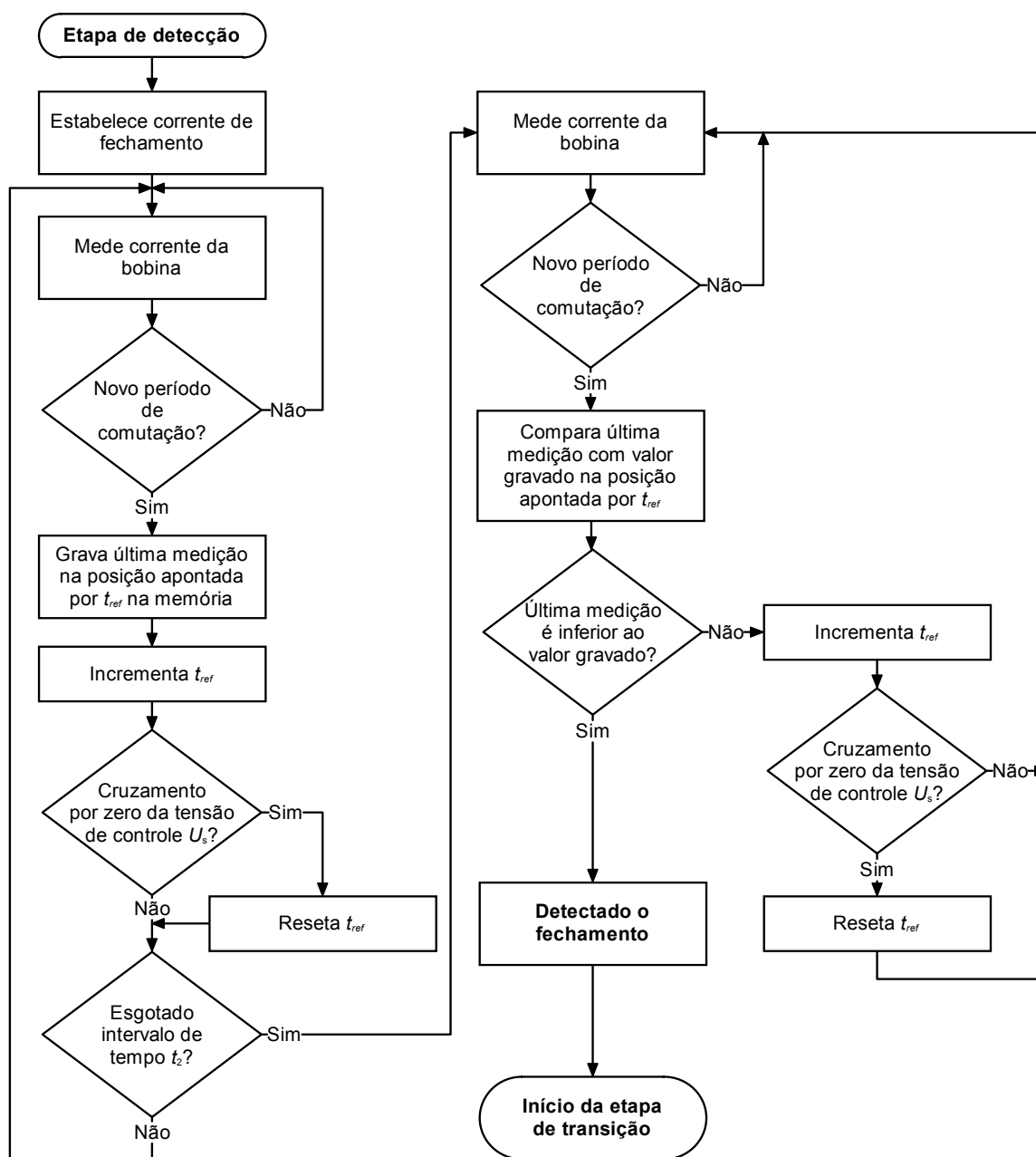


Fig. 4.15 - Algoritmo de detecção do fechamento (tensão de alimentação de comando alternada).

Um exemplo de sequência de fechamento — incluindo a etapa de ajuste da limitação da corrente e a etapa de detecção do fechamento — pode ser visto na Fig. 4.16.

Nesta figura estão indicados os instantes relevantes a cada um dos dois algoritmos até agora abordados:

- $t_0$  : instante em que tem início a circulação de corrente pela bobina do contactor;
- $n = 1$  : neste instante ocorre o primeiro cruzamento por zero da tensão de alimentação de comando, e tem início a primeira iteração do algoritmo de ajuste do limite da corrente. Cada iteração consiste na medição, durante um semiciclo da tensão de alimentação de comando, da corrente da bobina, na determinação do valor médio desta corrente (ao longo do semiciclo) e no ajuste apropriado da limitação de corrente para o próximo semiciclo.  $n$ , na figura, refere-se ao número da iteração, ficando claro que, na aquisição em questão, o algoritmo considerou satisfatório o valor médio da corrente após a quarta iteração;
- $t_{reg}$  : este instante demarca o fim da primeira etapa, de ajuste da limitação da corrente, e o início da etapa de detecção do fechamento. A partir deste ponto o microcontrolador começa a registrar na memória as amostras de corrente e os instantes, relativos ao último cruzamento por zero da tensão de alimentação de comando, nos quais estas amostras são tomadas;
- $t_2 - t_{reg}$  : neste instante o microcontrolador não mais registra as medições de corrente, mas sim passa a compará-las com as amostras gravadas na memória para detecção do fechamento;
- $t_{det}$  : neste instante o algoritmo detectou a movimentação da armadura e, conseqüentemente, o início do fechamento do contactor;
- $t_{fech}$  : este é o momento, registrado pelo osciloscópio, no qual ocorre o primeiro toque dos contatos.

O tempo entre a detecção do fechamento e o primeiro toque dos contatos foi aproximadamente 1,6ms. Muito embora seja possível afirmar que a envoltória da corrente da bobina tenha começado a cair antes do instante  $t_{det}$ , o algoritmo implementado aplica uma margem de segurança à comparação de maneira a evitar detecções errôneas (precoces) e garantir uma certa robustez no funcionamento. Como pode ser constatado na figura, mesmo após o ajuste da limitação de corrente (instante  $t_{reg}$ ) a forma de onda pode apresentar algumas variações (por exemplo, no valor mínimo da corrente nos vales).



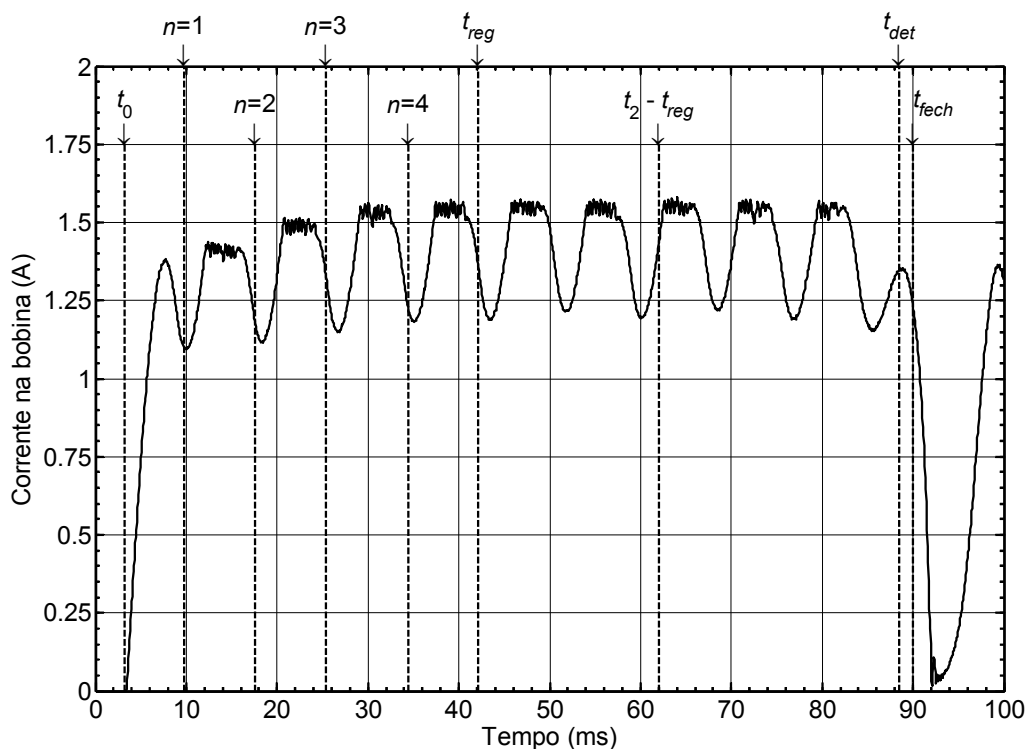


Fig. 4.16 - Exemplo de sequência de fechamento incluindo o ajuste da limitação da corrente e a detecção do fechamento.

#### 4.6.5. Estratégia para redução do repique

Uma vez detectada a movimentação da armadura, o contactor com controle eletrônico entra no estágio de transição, durante o qual são tomadas medidas no sentido de reduzir o repique dos contatos. É sabido que a velocidade de impacto dos contatos móveis tem influência decisiva tanto no número de repiques como na duração total do fenômeno [23]. Sendo assim, se a velocidade da armadura puder ser reduzida logo antes do primeiro toque dos contatos, espera-se uma conseqüente diminuição do repique.

A forma pela qual a estratégia de controle realiza esta tarefa é através da rápida redução da corrente da bobina, antecipando seu comportamento natural, uma vez que a movimentação da armadura for detectada. No início desta etapa de transição, o interruptor de desmagnetização é desligado, e o limite de corrente da bobina é mudado do valor utilizado para o fechamento ( $I_{lim}$ ) para um valor de transição ( $I_{tran}$ ). O interruptor principal, por sua vez, passa a operar com razão cíclica mínima, ou seja, a cada período de comutação, conduz apenas pelo tempo suficiente para que a medição da corrente seja obtida e comparada com o valor  $I_{tran}$ . Uma vez que a corrente medida alcance este valor, o interruptor de desmagnetização é religado, e  $I_{tran}$  passa a ser o novo valor de referência para a corrente.

O valor de  $I_{tran}$  situa-se entre o nível de corrente de manutenção ( $I_{man}$ ) e o valor médio de referência para a corrente durante o fechamento ( $I_{ref}$ ). Após um intervalo de tempo  $t_3$ , o valor de limitação da corrente da bobina é novamente alterado para  $I_{lim}$ . Esta medida tem por objetivo impedir que eventuais detecções errôneas (precoces) do fechamento provoquem a reabertura do contactor.  $t_3$  é escolhido de forma que seja suficientemente longo para que o efeito de redução do repique seja alcançado, mas sua duração também não pode ser excessiva, uma vez que, neste caso, a proteção contra reaberturas do contactor não seria eficaz.

Os efeitos da técnica de redução do repique empregada podem ser observados na Fig. 4.17, em contraste com a Fig. 4.18. A tensão sobre um dos três pares de contatos, juntamente com a forma de onda da corrente da bobina, foram obtidas experimentalmente e são mostradas nas figuras, juntamente com indicações dos instantes de tempo relacionados à etapa de transição. Ambas as figuras foram obtidas sob as mesmas condições de acionamento (mesmo valor eficaz da tensão de alimentação de comando), porém na Fig. 4.18 a etapa de transição foi suprimida (i.e. não houve modificação no valor de limitação da corrente após a detecção do fechamento). Como se pode perceber, na Fig. 4.17, a duração total dos repiques foi razoavelmente reduzida em comparação à Fig. 4.18.

Para verificar a eficácia da estratégia adotada foi realizada uma bateria de testes. As condições de ensaio são resumidas a seguir:

- para cada um de cinco valores de tensão de alimentação de comando contínua foram feitas dez manobras com o algoritmo de redução do repique, e outras dez sem o algoritmo (supressão da etapa de transição);
- os testes foram repetidos para tensão de alimentação de comando alternada, totalizando 200 manobras de fechamento. Neste caso, não houve sincronismo com a forma de onda da tensão;
- um dos três pares de contatos principais do contactor foi ligado em série com um circuito contendo uma pequena carga resistiva e uma fonte de tensão contínua, possibilitando a observação do repique mecânico durante o fechamento dos contatos;
- o tempo total de duração dos repiques foi medido em cada manobra. As manobras nas quais ocorreu o fenômeno do segundo repique foram ignoradas, repetindo-se nestes casos a operação de fechamento.

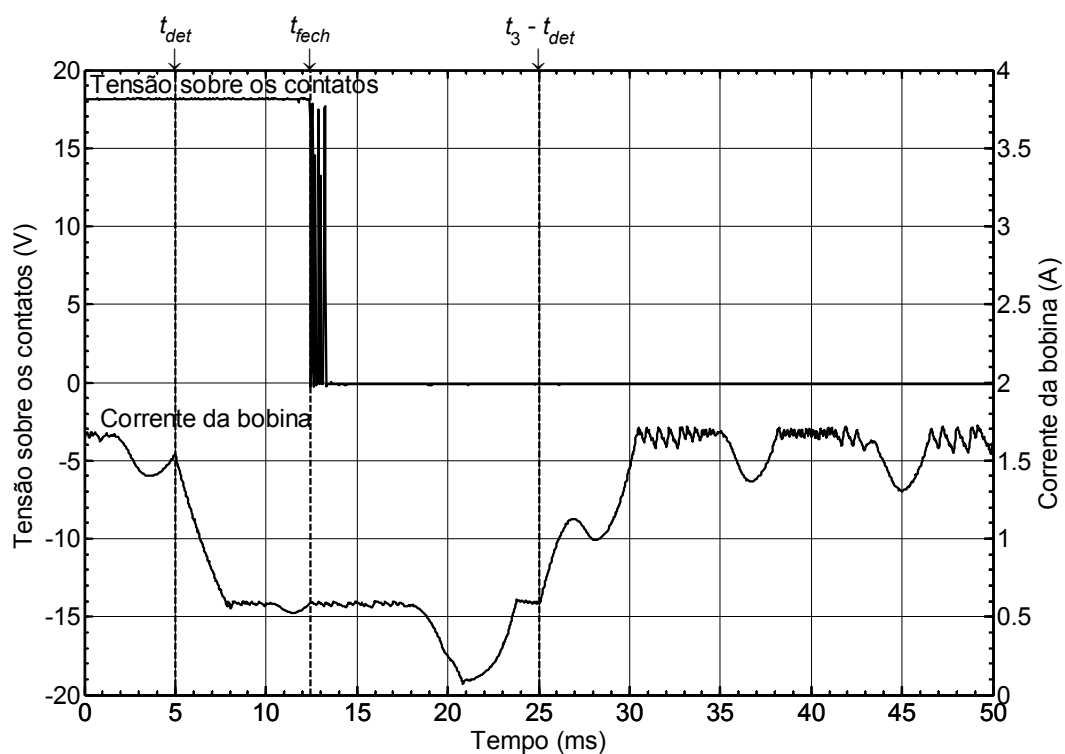


Fig. 4.17 - Corrente da bobina e tensão sobre os contatos, durante a etapa de transição.

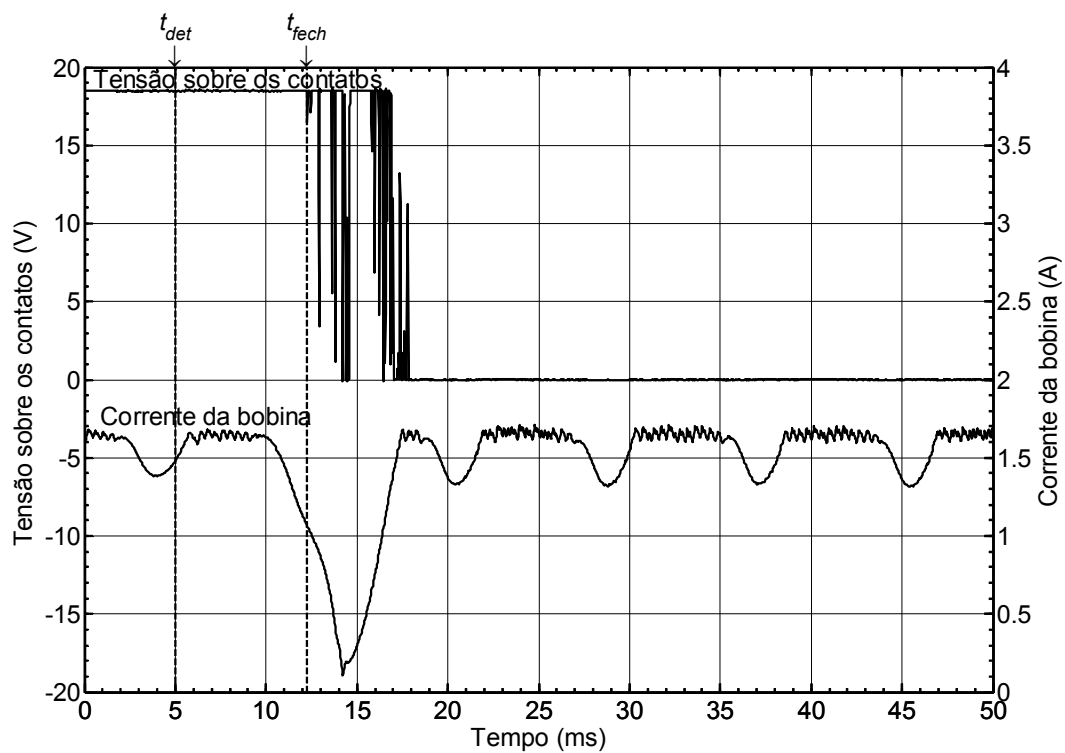


Fig. 4.18 - Corrente da bobina e tensão sobre os contatos, com ausência da etapa de transição.

Para cada condição de teste (valor médio da tensão de alimentação de comando contínua ou valor eficaz da tensão de alimentação de comando alternada, com ou sem o emprego da estratégia de redução dos repiques) foi calculada a média aritmética dos tempos de repique obtidos nas dez respectivas manobras. Os resultados são apresentados na Tabela 4-5, na Fig. 4.19 e na Fig. 4.20.

Tabela 4-5 - Tempo médio de duração dos repiques.

Tensão de alimentação de comando $U_c$ (V médios em CC; V eficazes em CA, 60Hz)	Tempo médio de duração dos repiques (ms)			
	Comando em corrente contínua		Comando em corrente alternada	
	Sem algoritmo de redução do repique	Com algoritmo de redução do repique	Sem algoritmo de redução do repique	Com algoritmo de redução do repique
85	4,762	3,728	4,118	3,062
110	5,540	3,672	5,406	3,260
180	7,426	4,804	6,268	3,900
220	7,436	5,004	6,350	5,008
250	7,402	6,300	6,272	4,612
<b>Média geral</b>	<b>6,513</b>	<b>4,702</b>	<b>5,683</b>	<b>3,968</b>
<b>Redução no tempo médio de repique</b>	<b>27,8%</b>		<b>30,1%</b>	

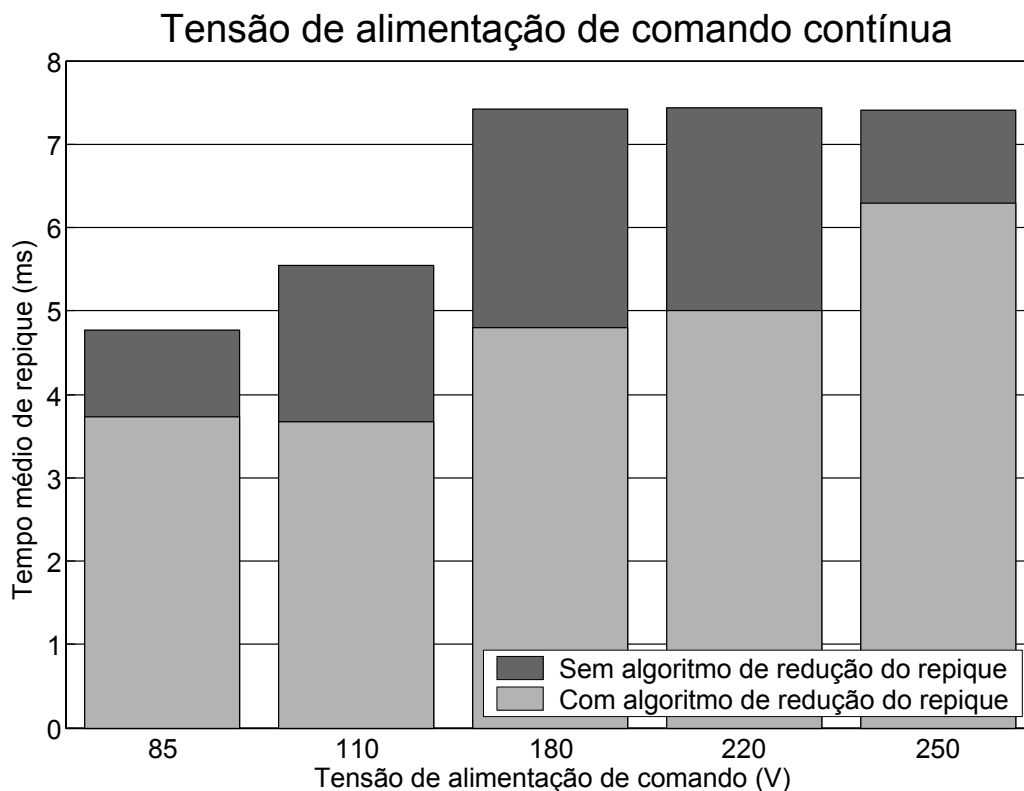


Fig. 4.19 - Tempo médio de duração dos repiques  
(tensão de alimentação de comando contínua).

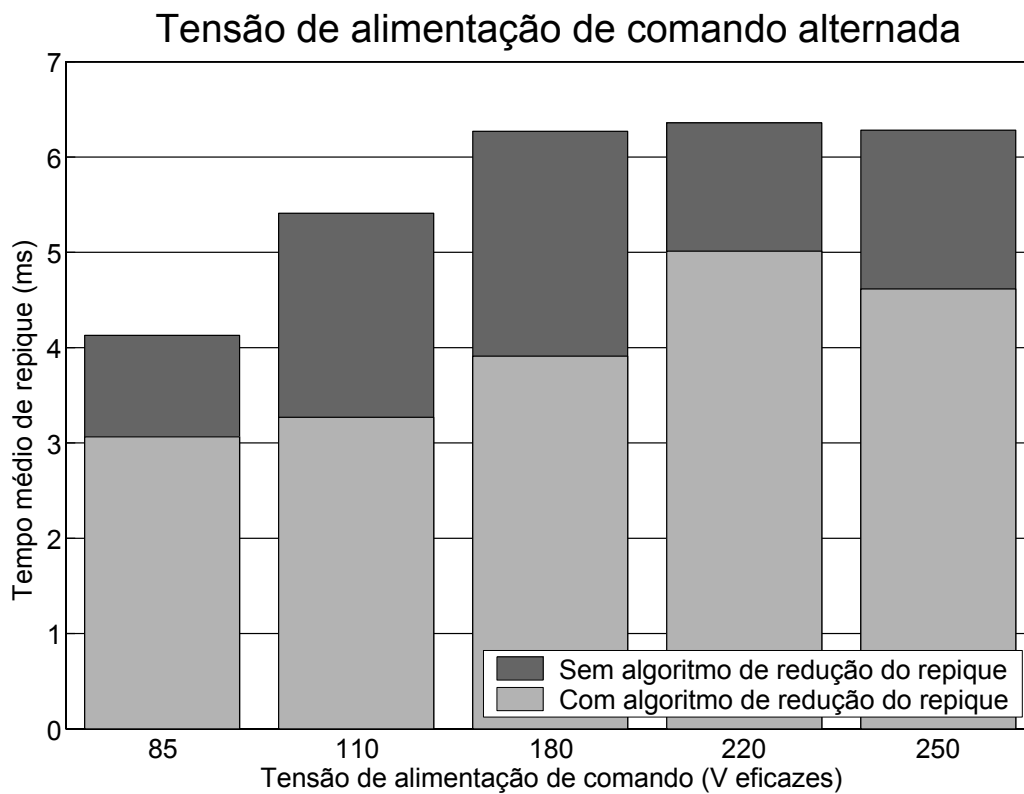


Fig. 4.20 - Tempo médio de duração dos repiques  
(tensão de alimentação de comando alternada).

Com base nos resultados dos ensaios, algumas conclusões podem ser tomadas:

- a estratégia para redução do repique diminuiu as durações médias dos repiques em todos os casos;
- o tempo de repique foi maior para as tensões de alimentação de comando contínuas do que em corrente alternada;
- foi registrada uma tendência de aumento do repique com a elevação da tensão de alimentação de comando;
- o emprego do algoritmo de redução do repique proporcionou uma diminuição da ordem de 30% no tempo médio de ricochete mecânico.

É importante destacar ainda que, em comparação com números obtidos em algumas referências<sup>10</sup> ([15], [21], [23], [25]), os tempos de repique observados no contactor sob teste foram notadamente longos — com ou sem o emprego do algoritmo de redução dos repiques. Desta forma, ainda que a meta de tempo médio de ricochete de 2,5ms (ver Tabela 4-1) não tenha sido alcançada, os resultados atestam a viabilidade da diminuição do repique por meio da estratégia proposta. O atendimento à meta de 2,5ms, entretanto, provavelmente também requer a otimização da mecânica do próprio contactor.

Foi constatado que o desempenho do algoritmo de detecção do fechamento foi pior para tensões de alimentação de comando contínuas do que para tensões alternadas. Muito embora a detecção do fechamento, em corrente contínua, seja relativamente simples, a forma de onda da corrente da bobina (para este caso) apresenta a característica desfavorável de que a queda da corrente é quase que imediatamente seguida do primeiro toque dos contatos. Em contrapartida, para acionamento em corrente alternada, a queda na envoltória da corrente pode ser percebida com mais antecedência em relação ao instante de toque dos contatos. Isto por si só já justifica o pior desempenho da estratégia de redução dos repiques em corrente contínua, embora outros fatores também possam ter tido influência nos números.

---

<sup>10</sup> Deve-se tomar o cuidado de, ao analisar os textos citados, levar em consideração o tamanho (capacidade) dos contactores que foram utilizados nos testes, devido à influência que os diversos parâmetros mecânicos do contactor têm sobre o repique dos contatos. Além disto, muitos autores não deixam claro se os resultados apresentados referem-se ao repique mecânico ou ao repique elétrico, os quais são fundamentalmente distintos.

#### 4.6.6. Etapa de manutenção

Um dos objetivos primordiais de qualquer sistema de controle eletrônico destinado ao acionamento de contactores é a redução dos gastos de energia para manter estes dispositivos fechados. Antes do surgimento dos contactores eletronicamente controlados, isto era conseguido por meio da instalação de uma segunda bobina (ou utilização de uma bobina com derivação), ou de uma “resistência de economia”, e da utilização de contatos auxiliares que inseriam estes elementos no circuito de acionamento da bobina após o fechamento do contactor, de maneira a reduzir a corrente que circula pela bobina [15]. Em muitos casos, esta redução na corrente é indispensável, uma vez que a bobina é projetada para suportar apenas esta menor corrente — tipicamente referida como corrente de manutenção ou corrente de retenção. Neste caso, a circulação de uma corrente substancialmente maior que o valor de manutenção provocaria uma elevação de temperatura fora das especificações, eventualmente resultando na própria destruição da bobina [6].

O controle eletrônico trouxe a possibilidade de estabelecer um valor arbitrário para a corrente da bobina, ou ao menos limitá-la a uma determinada faixa de variação, pela comutação em alta frequência de um interruptor eletrônico (interruptor principal) [14]. Desta forma, torna desnecessário o emprego dos artifícios citados no parágrafo anterior. Comumente, a transição do valor de fechamento para o valor de manutenção ocorre após um intervalo de tempo suficiente para o fechamento do contactor [23], de forma que a utilização de contatos auxiliares também é dispensável.

No sistema de controle proposto neste trabalho, a presença da rotina de detecção do fechamento elimina a necessidade de um intervalo de tempo para a transição para o valor de manutenção. Entretanto, a redução da corrente ainda ocorre com um certo atraso, devido à duração da etapa de transição e ao mecanismo de proteção contra reaberturas que age durante a referida etapa.

Na Fig. 4.21 o instante de transição do valor de fechamento ( $I_{lim}$ ) para o valor de retenção ( $I_{man}$ ) foi capturado pelo osciloscópio. A grande diferença entre estes dois valores de corrente é notável (ver seção 4.3.2).

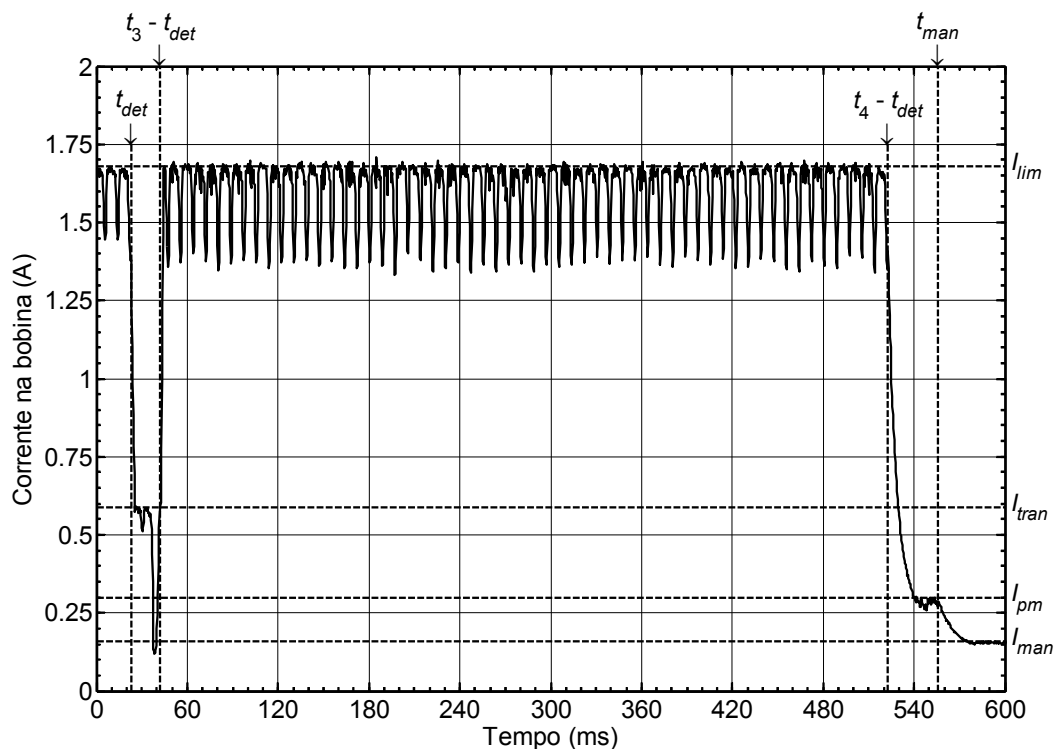


Fig. 4.21 - Corrente da bobina, antes e após o ingresso na etapa de manutenção.

Como se pode perceber, esta transição entre os valores  $I_{lim}$  e  $I_{man}$  compreende uma etapa intermediária, ou de “pré-manutenção”. Após o intervalo de tempo  $t_4$ , contado a partir do instante de detecção do fechamento ( $t_{det}$ ), o valor de limitação da corrente da bobina passa a ser  $I_{pm}$ , como mostrado na figura. Este valor é estabelecido de forma que, mesmo com a abertura do interruptor auxiliar (e conseqüente incremento da resistência *shunt*), a tensão no ponto de medição (que é proporcional à corrente) ainda possa ser acomodada com segurança dentro dos limites de entrada do microcontrolador. Após a obtenção de um número mínimo de amostras da corrente abaixo do valor  $I_{pm}$ , o microcontrolador comanda então a abertura do interruptor auxiliar (instante  $t_{man}$ ), ao mesmo tempo em que a limitação de corrente é alterada do valor  $I_{pm}$  para o valor  $I_{man}$ , que é a corrente de manutenção propriamente dita. A Fig. 4.22 mostra o detalhe do bloqueio do interruptor auxiliar, e sua influência na tensão no ponto de medição da corrente da bobina.



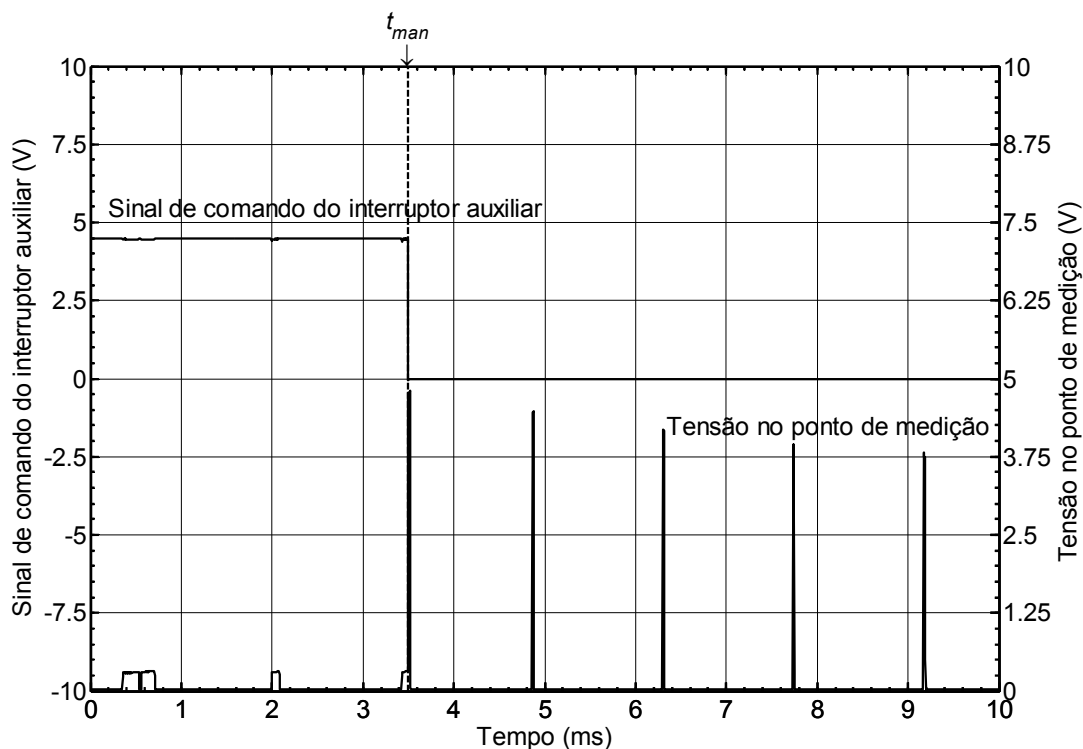


Fig. 4.22 - Sinal de comando do interruptor auxiliar e tensão no ponto de medição da corrente da bobina.

Durante a etapa de manutenção (incluindo a pré-manutenção), o mecanismo de limitação da corrente e comutação do interruptor principal é semelhante ao usado para o fechamento do contactor. Entretanto, conforme já foi oportunamente abordado na seção 4.4, a técnica de supressão de pulsos também é utilizada. Na Fig. 4.23 esta técnica pode ser vista em ação. São mostrados o sinal de comando do interruptor principal e a tensão no ponto de medição da corrente da bobina. Como pode ser observado nas aquisições, a frequência de comutação cai após a medição da corrente ultrapassar o limite de manutenção (ou de pré-manutenção), trazendo uma redução da razão cíclica efetiva de trabalho do interruptor principal. De outra forma, o controle da corrente ficaria comprometido, visto que os intervalos mínimos de condução do interruptor principal não seriam suficientemente curtos. Na situação mostrada na Fig. 4.23, a corrente da bobina permaneceu abaixo do valor limite ao longo de todo o primeiro período de comutação. Durante o segundo período de comutação, o valor limite foi ultrapassado, provocando o bloqueio do interruptor principal e a supressão dos seis pulsos de comando subseqüentes.

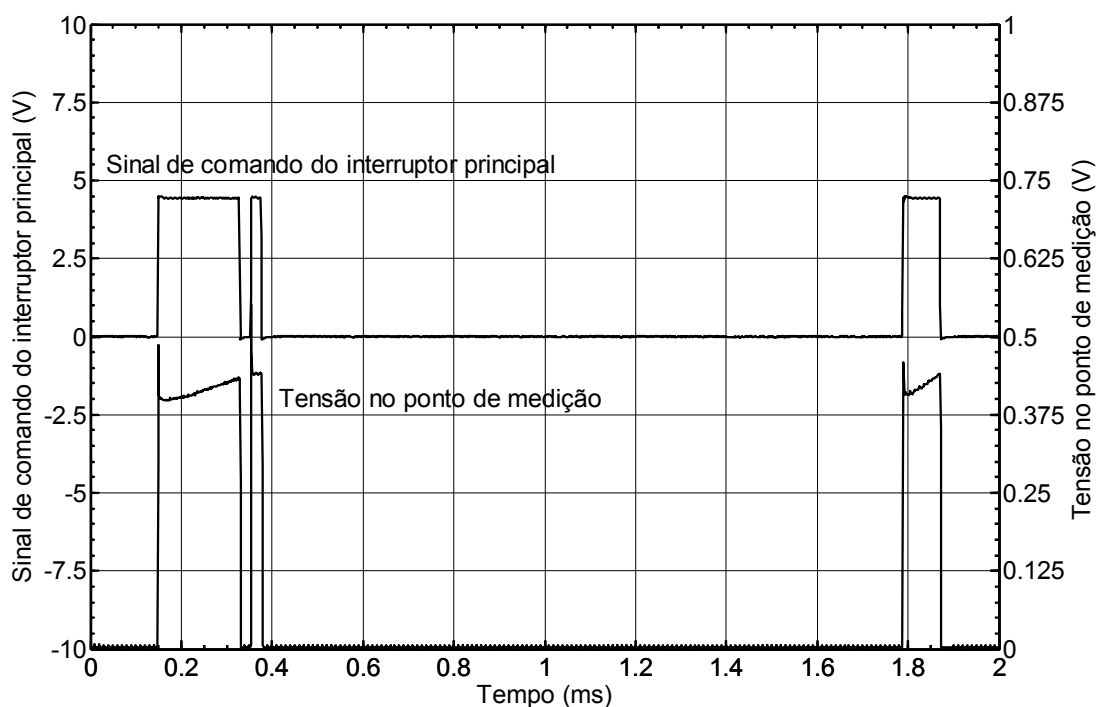


Fig. 4.23 - Sinal de comando do interruptor principal e tensão no ponto de medição da corrente da bobina.

#### 4.7. Limitações dos algoritmos propostos

A estratégia proposta neste trabalho para a redução do repique depende fundamentalmente da rápida detecção do instante em que a armadura do contactor inicia seu movimento. Alguns fatores, entretanto, podem limitar a eficiência do algoritmo de detecção.

O primeiro deles se refere à validade das amostras da corrente da bobina tomadas pelo microcontrolador. A ausência de uma capacitância expressiva de filtragem no barramento do circuito de potência faz com que, nos intervalos em torno dos instantes de cruzamento por zero da tensão de alimentação de comando (acionamento em corrente alternada), a condução dos diodos da ponte retificadora seja descontínua. Em outras palavras, quando a tensão de alimentação de comando se anula, o mesmo ocorre com a tensão de barramento, e não há mais transferência de energia para a bobina do contactor. Neste momento, uma parcela da corrente da bobina, outrora integralmente conduzida pelo interruptor principal (nos intervalos de condução do referido interruptor), é desviada pelo diodo de roda livre. Por mais que o interruptor principal esteja habilitado a conduzir, apenas parte do total de corrente que circula pela bobina atravessa-o. Nesta situação, a medição da corrente, realizada por meio da resistência *shunt* em série com o interruptor

principal, é inválida, por não refletir a corrente real que atravessa a bobina. Assim sendo, nos instantes próximos à passagem por zero da tensão de alimentação de comando, a medição da corrente deve ser ignorada. De outra forma, o erro de medição poderia resultar na detecção errônea do fechamento do contactor. A Fig. 4.24 mostra um exemplo de medição da corrente da bobina nos instantes em torno do cruzamento por zero da tensão de alimentação de comando, revelando o problema supracitado.

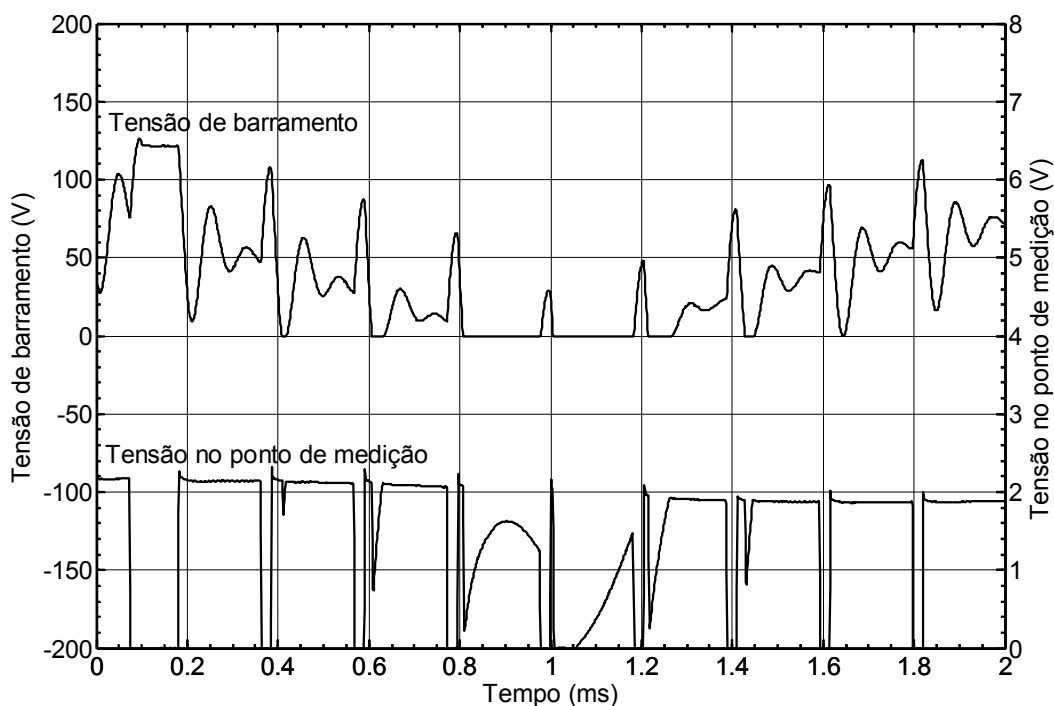


Fig. 4.24 - Tensão de barramento e tensão no ponto de medição da corrente da bobina.

Ora, sabendo-se que não é permitido à bobina variações bruscas da corrente, foi implementada no programa do microcontrolador uma subrotina de validação das medições de corrente. Cada amostra tomada pelo microcontrolador é comparada com o último valor válido registrado, e é rejeitada caso a diferença entre os dois valores exceda um limite pré-estabelecido. Como o microcontrolador acompanha a evolução da corrente da bobina desde o seu estabelecimento inicial, a subrotina de validação das medições de corrente mostrou-se bastante eficaz na contenção dos erros de medição.

Exatamente pelo fato de que nem todas as amostras de corrente são consideradas pelo programa, os erros de medição constatados podem vir a retardar a detecção do fechamento do contactor. Durante os ensaios observou-se que este atraso, em certas manobras, foi suficientemente grande para permitir inclusive que o primeiro toque dos contatos ocorresse antes da detecção do fechamento. Nestas situações a duração total do repique dos contatos, registrada pelo osciloscópio, foi maior do que nos casos em que a detecção do fechamento antecedeu o primeiro toque dos contatos. De qualquer forma, mesmo em condições desfavoráveis, o repique dos contatos nunca é maior do que seria o caso se nenhuma forma de controle fosse aplicada à corrente da bobina.

Outra questão ligada à eficiência do algoritmo de detecção diz respeito à análise da forma de onda da corrente da bobina. Na condição de tensão de alimentação de comando alternada, para que o fechamento do contactor seja detectado corretamente, as medições da corrente devem exibir uma queda consistente em relação aos valores registrados na memória. Por queda consistente entenda-se a obtenção de amostras relativamente menores do que os valores correspondentes anteriormente registrados e gravados na memória (forma de onda de referência), e a sucessão de um número mínimo de amostras consecutivas nesta condição. Estas medidas evitam que eventuais variações na forma de onda da corrente, não associadas à movimentação da armadura, sejam consideradas na detecção. Além disso, foi visto que a informação utilizada para sincronização da forma de onda de referência é o cruzamento por zero da tensão de alimentação de comando. Como, na prática, esta detecção do cruzamento também está sujeita a pequenas variações, e tem uma precisão limitada, existe a possibilidade da não correspondência exata entre os instantes de tempo relativos do valor de referência e da amostra de corrente sob comparação. Isto é mais um motivo que torna essencial o estabelecimento de uma certa tolerância na comparação. Obviamente, estes dois critérios utilizados no algoritmo de detecção, que são a tolerância na comparação entre a medição corrente e o respectivo valor de referência, e a exigência de um número mínimo de amostras consecutivas inferiores à referência, também significam um intervalo de tempo mínimo para a detecção do fechamento do contactor. Se a tolerância de comparação e/ou o número mínimo de amostras forem reduzidos, o tempo decorrido entre a detecção do fechamento e o primeiro toque dos contatos também o será, porém ao custo de uma maior probabilidade de ocorrência de detecções precoces.

## 4.8. Conclusões

Este pode ser considerado o capítulo central da Dissertação, pois abordou todos os blocos constituintes do módulo eletrônico de controle proposto para contactores eletromagnéticos, à exceção da fonte auxiliar, que foi o tema do Capítulo 3. A estrutura de potência, simples e robusta, foi examinada. Atenção especial foi dada à desmagnetização da bobina, devido à importância que a rápida abertura do contactor tem no prolongamento da vida útil dos contatos. Para garantir uma alta velocidade de abertura propôs-se um circuito específico para desmagnetização da bobina, que também é utilizado em outras circunstâncias. Outro circuito especificamente desenvolvido para o controle do contactor é o de medição da corrente da bobina. Por meio de resistores *shunt* de baixíssimo custo, este circuito permite a medição de níveis de corrente tão distintos como o valor utilizado para o fechamento do contactor e o valor de retenção, dez vezes menor do que o primeiro, sempre explorando de maneira ótima a faixa dinâmica de entrada do conversor analógico-digital incluído no microcontrolador.

O microcontrolador utilizado para o projeto também foi apresentado. Foram ressaltadas as características do componente selecionado que o tornam adequado para o controle do contactor. Não obstante, a limitação que o componente impõe ao sistema, em relação à frequência de comutação, também foi apontada.

Em um segundo momento o foco do trabalho mudou para o programa de controle. Este programa, gravado no microcontrolador, é responsável pela supervisão da tensão de alimentação de comando e pelo controle da corrente da bobina do contactor. Compreende uma série de algoritmos, desenvolvidos com finalidades específicas e executados em momentos distintos. Após um esboço da sequência de fechamento do contactor, cada um destes algoritmos foi estudado separadamente, na mesma ordem em que são executados pelo microcontrolador. Antes, porém, foi caracterizada a corrente da bobina do contactor durante o seu fechamento, uma vez que certos aspectos da sua forma de onda são explorados pelos algoritmos.

O primeiro algoritmo apresentado foi o de regulação, utilizado para o controle da corrente da bobina na condição de acionamento com tensões de alimentação de comando alternadas. Na sequência, foi abordado o algoritmo de detecção do fechamento, que se baseia num aspecto peculiar dos contactores: a queda da corrente da bobina associada à movimentação da armadura. Detectado o início do fechamento, o contactor ingressa na

etapa de transição, com o objetivo de ter o repique dos contatos reduzido. A idéia é, com a súbita redução da corrente da bobina, conseguir-se uma diminuição da velocidade de impacto dos contatos e, desta forma, limitar a duração total do processo de repique durante o fechamento. Resultados experimentais foram mostrados, destacando a eficácia desta proposta.

O estabelecimento da corrente de manutenção ou de retenção foi examinado, com resultados experimentais mostrando alguns aspectos envolvidos nesta etapa. Por fim, foram discutidas as limitações da estratégia proposta para redução do repique dos contatos.

## 5. Conclusões gerais

Parte do desafio de modelar o comportamento dinâmico de um contactor eletromagnético reside na complexidade das relações entre as grandezas mecânicas, elétricas e magnéticas. De fato, o contactor pode ser considerado um sistema altamente não-linear, e muitos aspectos da sua operação ainda não foram completamente compreendidos. Um exemplo disto é o repique dos contatos. A ligação entre este fenômeno e o desgaste dos contatos sob a forma de erosão das superfícies foi há algum tempo estabelecida, tanto que a redução do repique é o objetivo de inúmeras pesquisas, incluindo este trabalho. Por outro lado, provavelmente a maior parte do que é conhecido sobre o processo de ricochete dos contatos é de natureza essencialmente empírica, e há uma certa carência de formalismo físico e matemático, e de modelos acessíveis que descrevam o fenômeno satisfatoriamente. Além disso, por mais que os principais parâmetros que têm influência no repique já tenham sido identificados, uma solução definitiva para reduzir o problema ainda está por vir.

O caráter multidisciplinar dos contactores abriu um leque de linhas de pesquisa diversas, que vão da metalurgia à física do plasma. Este trabalho pretendeu abordar o tema do ponto de vista da Eletrônica de Potência. Não obstante, aspectos referentes à mecânica do dispositivo também foram estudados, como a já citada questão do repique dos contatos. Da mesma forma, uma análise simplificada do contactor, tomando como base princípios fundamentais do Eletromagnetismo, foi imprescindível.

Ao se propor um novo contactor eletronicamente controlado é essencial elaborar um conjunto de metas realistas para o projeto. Embora o controle eletrônico de contactores seja um tema bastante atual, sistemas com variado grau de sofisticação já foram propostos e documentados no passado. Algumas destas iniciativas foram inclusive revisadas no Capítulo 2. Buscou-se então desenvolver um sistema que não apresentasse os inconvenientes encontrados nestes e em outros trabalhos pesquisados. Infelizmente, uma boa parte do que constitui hoje o estado da arte em controle eletrônico de contactores ou é segredo industrial ou está protegido por patentes. Este é um mercado extremamente competitivo, dominado por grandes empresas.

Os grandes diferenciais da unidade de controle proposta neste trabalho são sem dúvida a simplicidade do circuito e o baixo custo. Neste sentido, o emprego do microcontrolador foi fundamental, pois permitiu a implementação do controle com um número mínimo de componentes externos. A facilidade de reprogramação do microcontrolador permitiu que vários algoritmos e estratégias de controle fossem testados, até que o programa tomasse a forma apresentada neste texto. Outro benefício automático do uso do microcontrolador é a proteção da propriedade intelectual, uma vez que a memória interna na qual o programa é gravado pode ser protegida contra leitura.

A escolha da corrente da bobina como variável de controle foi justificada neste trabalho, e mostrou-se vantajosa: pode ser medida por meio de resistores *shunt*, de custo ínfimo, e a limitação de corrente confere ao circuito uma proteção natural contra eventuais falhas, como por exemplo curto-circuito da bobina. Além disso, a corrente da bobina está diretamente ligada à força magnética de tração, responsável pelo fechamento do contactor. E, ao contrário dos sistemas de controle que agem diretamente sobre a tensão aplicada à bobina, o controle da corrente é insensível às variações típicas que a resistência elétrica do enrolamento exhibe com a mudança de temperatura.

Entre os algoritmos que foram especificamente desenvolvidos para este trabalho, e cujos registros não foram encontrados em outras referências, estão a técnica de controle da corrente da bobina com limitação variável, e o algoritmo de detecção do fechamento. Juntamente com a estratégia de redução do repique que foi proposta, constituem as maiores contribuições desta pesquisa. Outros destaques foram o desenvolvimento de um circuito de desmagnetização, que ao comando do microcontrolador provoca o rápido decrescimento da corrente estabelecida na bobina, e de um circuito de medição de baixo custo, possibilitando a medição de níveis de corrente distintos (com uma década de variação) com minimização de problemas de ruído.

É importante salientar que, embora a eficácia da estratégia de redução do repique do contactor tenha sido verificada experimentalmente em muitos casos, ela está sujeita a limitações, sob certas circunstâncias. De fato, ainda há margem para pesquisa e aperfeiçoamentos. Um dos objetivos básicos estabelecidos para o módulo de controle foi a sua aplicabilidade a contactores eletromagnéticos convencionais, não modificados. Mas se reconhece que uma solução mais satisfatória para o problema do repique dos contatos seria o desenvolvimento de um sistema completo, incluindo o módulo de controle eletrônico e um contactor eletromagnético já concebido para ser eletronicamente controlado. As



alterações de projeto deste contactor estariam basicamente limitadas ao circuito magnético: o controle eletrônico, por exemplo, torna dispensável a instalação de anéis de curto circuito nos pólos do estator. Além disso, é sabido que com o controle eletrônico da bobina é possível reduzir o volume do atuador.

O repique dos contatos é um fenômeno de natureza estatística, e a eficiência real da estratégia de redução do repique proposta só pode ser quantificada após a realização de ensaios exaustivos (e.g. automatizados em bancadas de teste), com a coleta e análise estatística dos dados após a realização de centenas ou milhares de operações de fechamento. Apesar do número limitado de manobras (200), a bateria de testes que foi realizada — descrita na seção 4.6.5 — forneceu números importantes que dão uma idéia do impacto do controle eletrônico no processo de repique dos contatos. Outro mérito do procedimento de testes adotado foi possibilitar a verificação do desempenho do sistema de controle proposto para diversos valores de tensão de alimentação de comando, um aspecto ausente em muitos dos trabalhos revisados.

Ainda que a especificação de 2,5ms não tenha sido atendida, a totalidade dos ensaios realizados indicou que houve uma redução em torno de 30% no tempo médio de ricochete com o emprego do algoritmo de redução do repique. Além disso, é válido considerar a hipótese de que as características mecânicas próprias do contactor eletromagnético usado nos testes também tenham limitado o alcance da estratégia proposta neste trabalho.

Restam ainda algumas questões a serem respondidas. Os efeitos da comutação em alta frequência de uma bobina originalmente projetada para trabalhar em corrente contínua, ou com tensões alternadas de 50Hz ou 60Hz, merecem um estudo mais aprofundado, principalmente no que diz respeito às perdas elétricas e à elevação de temperatura, tanto na bobina quanto no núcleo. Falta também avaliar o módulo de controle proposto do ponto de vista da compatibilidade eletromagnética, uma exigência da norma IEC 60947-4-1. E mesmo os aspectos que ainda estão sob consideração na norma, como a questão das harmônicas, podem ser objeto de estudos futuros. O que aconteceria, por exemplo, se todos os contactores eletromagnéticos instalados no pátio de uma fábrica fossem substituídos por contactores eletronicamente controlados?

De qualquer forma, espera-se que este trabalho tenha trazido contribuições significativas para o controle eletrônico de contactores, e que possa servir de base para outros estudos. Um artigo [29], contendo um resumo dos principais pontos deste trabalho, foi submetido e aprovado pela comissão técnica do VI Induscon, Conferência Internacional de Aplicações Industriais, promovida pelo IEEE e pela IAS (*IEEE Industry Applications Society*). O trabalho será apresentado em outubro deste ano, e publicado nos anais do congresso.

## 6. Referências bibliográficas

### Livros

- [1] ROTERS, Herbert C.; 1941. *Electromagnetic Devices*. 1ª. ed. New York: John Wiley & Sons.
- [2] PRESSMAN, Abraham I.; 1991. *Switching Power Supply Design*. McGraw-Hill.
- [3] SADIKU, Matthew N. O.; 1995. *Elements of Electromagnetics*. 2ª. ed. New York: Oxford University Press.
- [4] ERICKSON, Robert W.; 1997. *Fundamentals of Power Electronics*. New York: Chapman & Hall.
- [5] BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar Cruz; 2000. *Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC Básicos Não Isolados*. Edição dos Autores. Florianópolis.
- [6] *Enciclopèdia Ceac de Electricidad: Manobra, Mando y Control Eléctricos*. Barcelona, Espanha: Ediciones Ceac.

### Artigos em periódicos e congressos

- [7] SANDLER, Ben-Zion; SLONIM, Alexander A.; 1980. Experimental Investigation of Relay Contact Dynamics. *IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology*, v. 3, n. 1 (Mar.), p. 150-158.
- [8] SLONIM, Alexander A.; 1987. Bouncing of Contacts Under Current Load (The Influence of Mechanical System Parameters and Load Current on the Closing Process of Electrical Contacts). *IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology*, v. 10, n. 1 (Mar.), p. 122-126.
- [9] ZIMMERMANN, Steven K.; 1988. Low-Voltage Vacuum Contactors: A Good Alternative to Air Break? *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 24, n. 2 (Mar.), p. 199-203.
- [10] MCBRIDE, J. W.; 1988. Electrical Contact Bounce in Medium Duty Contacts. In: THIRTY FOURTH MEETING OF THE IEEE HOLM CONFERENCE ON ELECTRICAL CONTACTS (34. : Sept. 1988). *Proceedings*. p. 141-149.

- [11] KOLTERMANN, Paulo Irineu; 1990. *Uma Modelagem para Análise Dinâmica de Contatores CC e CA*. Florianópolis. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [12] MANHART, H.; RIEDER, W.; 1990. Erosion behavior and 'erodibility' of Ag/CdO and Ag/SnO<sub>2</sub> contacts under AC 3 and AC 4 test conditions. *IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology*, v. 13, n. 1 (Mar.), p. 56-64.
- [13] RIEDER, W.; WEICHSLER, V.; 1990. Make erosion on Ag/SnO<sub>2</sub> and Ag/CdO contacts in commercial contactors. In: THIRTY-SIXTH IEEE HOLM CONFERENCE ON ... AND THE FIFTEENTH INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL CONTACTS (36. : Aug. 1990). *Proceedings*. p. 110-116.
- [14] SOLANTI, P.; KAREMA, T.; TENHUNEN, H.; 1991. DSP-ASIC Based Voltage Feedback Switching Regulator Chip for Electromechanical Contactor. In: EURO ASIC '91 (May 1991). p. 20-24.
- [15] BABB, Michael; 1991. A New Advantage for Motor Starters. *Control Engineering*, Sept., p. 50-52.
- [16] MCBRIDE, J. W.; SHARKH, S. M. A.; 1991. Electrical Contact Phenomena During Impact. In: THIRTY-SEVENTH IEEE HOLM CONFERENCE ON ELECTRICAL CONTACTS (37. : Oct. 1991). *Proceedings*. p. 132-140.
- [17] KOLTERMANN, Paulo I.; BASTOS, J. P. Assumpção; ARRUDA, Sérgio R.; 1992. A Model for Dynamic Analysis of AC Contactor. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 28, n. 2 (Mar.), p. 1348-1350.
- [18] MCBRIDE, J. W.; SHARKH, S. M. A.; 1993. The Effect of Contact Opening Velocity and the Moment of Contact Opening on the AC Erosion of Ag/CdO Contacts. In: THIRTY-NINTH IEEE HOLM CONFERENCE ON ELECTRICAL CONTACTS (39. : Sept. 1993). *Proceedings*. p. 87-95.
- [19] ROSCHKE, Thomas; 1995. Mixed System Simulation of Electromagnetic Drives Containing Electrical, Magnetic, and Mechanical Subsystems. In: EUROSIM'95 (Sept. 1995: Viena). *Proceedings*.

- [20] ROSCHKE, Thomas; 1996. Indirect Position Measurement on Electromagnetic Actuators. In: FIFTH INTERNATIONAL CONFERENCE ON NEW ACTUATORS - ACTUATOR 96 (5. : June 1996 : Bremen). *Proceedings*. p. 441-444.
- [21] DAVIES, Terry S.; NOURI, H.; BRITTON, Fred W.; 1996. Towards the Control of Contact Bounce. *IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology, part A*, v. 19, n. 3 (Sept.), p. 353-359.
- [22] NOURI, H.; LARSEN, N.; DAVIES, T. S.; 1997. Contact Bounce Simulation Using Matlab. In: FORTY-THIRD IEEE HOLM CONFERENCE ON ELECTRICAL CONTACTS (43. : Oct. 1997). *Proceedings*. p. 284-288.
- [23] ROSCHKE, Thomas; 1998. Electronic Control of Electromagnetic Contactors. In: 19TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRIC CONTACT PHENOMENA - ICEC'98 (19. : Sept. 1998 : Nuremberg). *Proceedings*. p. 295-299.
- [24] BRAUMANN, Peter; KOFFLER, Andreas; WINGERT, Philip; 1998. Optimization of the break-arc erosion performance of contact materials in switching devices. In: FORTY-FOURTH IEEE HOLM CONFERENCE ON ELECTRICAL CONTACTS (44. : Oct. 1998). *Proceedings*. p. 269-275.
- [25] JÖRGENS, Stefan; 2000. A quantitative comparison of contactor characteristics for electronic controlled and conventional drives. In: 20TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL CONTACTS - ICEC 2000 (20. : June 2000 : Stockholm). *Proceedings*. p. 127-132.
- [26] KIELY, J. H.; NOURI, H.; KALVELAGE, F. et al.; 2000. Development of an Application Specific Integrated Circuit for Reduction of Contact Bounce in Three Phase Contactors. In: FORTY-SIXTH IEEE HOLM CONFERENCE ON ELECTRICAL CONTACTS (46. : Sept. 2000). *Proceedings*. p. 120-129.
- [27] MORERA, X.A.; ESPINOSA, A.G.; 2001. Modeling of Contact Bounce of AC Contactor. In: FIFTH INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES AND SYSTEMS (5. : Aug. 2001). *Proceedings*. v. 1, p. 174-177.
- [28] WADA, M.; YOSHIMOTO, H.; KITAIDE, Y.; 2002. Dynamic Analysis and Simulation of Electromagnetic Contactors with AC Solenoids. In: IEEE 2002 28TH ANNUAL CONFERENCE OF THE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY - IECON 02 (28. : Nov. 2002). *Proceedings*. v. 4, p. 2745-2751.

[29] MORAES, Paulo Mário dos S. D.; PERIN, Arnaldo J.; 2004. Electronic Control of An Electromagnetic Contactor. In: SEXTA CONFERÊNCIA INTERNACIONAL DE APLICAÇÕES INDUSTRIAIS - INDUSCON (6. : Oct. 2004 : Joinville). *Proceedings*.

### **Normas técnicas**

[30] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION; 2001. *Low-voltage switchgear and control gear - Part 1: General rules*, IEC 60947-1 Edition 3.2. Geneva.

[31] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION; 2000. *Low-voltage switchgear and control gear - Part 4-1: Contactors and motor-starters - Electromechanical contactors and motor-starters*, IEC 60947-4-1 Edition 2.0. Geneva.

[32] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION; 2001. *Low-voltage switchgear and control gear - Part 4-1: Contactors and motor-starters - Electromechanical contactors and motor-starters*, IEC 60947-4-1 Edition 2.0 Corrigendum 1. Geneva.

[33] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION; 2002. *Low-voltage switchgear and control gear - Part 4-1: Contactors and motor-starters - Electromechanical contactors and motor-starters*, IEC 60947-4-1 Amendment 1. Geneva.

### **Manuais técnicos e notas de aplicações**

[34] 1997. *DS33023A: PICmicro™ Mid-Range MCU Family Reference Manual*. Chandler, AZ: Microchip Technology Inc.

[35] 2001. *AN-937: Gate Drive Characteristics and Requirements for HEXFET®s*. El Segundo, CA: International Rectifier.

[36] 2001. *Application Note AN4100: FPS Designer Software Revision 1.0.0 User Guide*. Rev. 1.0.0. South Portland, ME: Fairchild Semiconductor Corporation.

[37] 2002. *Application Note AN4105: Design Considerations for Switched Mode Power Supplies Using A Fairchild Power Switch (FPS) in a Flyback Converter*. Rev. 1.0.2. South Portland, ME: Fairchild Semiconductor Corporation.

[38] BALOGH, Laszlo; 2002. *Design And Application Guide for High Speed MOSFET Gate Drive Circuits*. Dallas: Texas Instruments Incorporated.

- [39] 2002. *DS30325B: PIC16F7X Data Sheet*. Chandler, AZ: Microchip Technology Inc.
- [40] 2002. *Aluminum Electrolytic Capacitors Data Book 2003*. Ed. 10/2002. Munique, Alemanha: Epcos AG.
- [41] 2003. *Application Note AN4137: Design Guidelines for Off-line Flyback Converters Using Fairchild Power Switch (FPS)*. Rev. 1.2.0. South Portland, ME: Fairchild Semiconductor Corporation.
- [42] 2003. *Application Note AN4141: Troubleshooting and Design Tips for Fairchild Power Switch (FPS™) Flyback Applications*. Rev. 1.0.0. South Portland, ME: Fairchild Semiconductor Corporation.
- [43] 2003. *KA5x03xx-Series Fairchild Power Switch (FPS)*. Rev. 1.0.6. South Portland, ME: Fairchild Semiconductor Corporation.